F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

TOMUL XVIII (XXII)

Fasc. 1–2

SECŢIA III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1972

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

TOMUL XVIII (XXII)

Fasc. 1–2

SECŢIA III ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1972

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. em. dr. doc. GH. ALEXA, prof. em. ing. D. ATANASIU, prof. ing. C. CALISTRU, prof. ing. T. GOLGOȚIU, prof. dr. doc. D. MANGERON (secretar), conf. ing. A. MARCHIȘ, prof. dr. doc. D. RUSU, acad. prof. dr. doc. CRISTOFOR SIMIONESCU (președinte)

COMITETUL DE REDACȚIE AL SECȚIEI

III. ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. doc. N. V. BOȚAN
Prof. dr. ing. D. BĂRBULESCU
Prof. dr. ing. L. SEBASTIAN

REDACȚIA

Prof. dr. doc. D. MANGERON (redactor responsabil)
Conf. dr. ing. HUGO ROSMAN (secretar)
Ing. ANETA BRAIER (redactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1—2 1972

Secţia III

ELECTROTEHICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

Pag.

ANASTASIA VASILIU şi EMIL LUCA, Asupra proprietăţilor dielectrice, la temperaturi joase, ale unor ferite Ni—Zn (germ., rez. rom.) 1

GH. SAVIN şi NORBERT ZITRON, Asupra divizoarelor de frecvenţă cu circuite neliniare descrise prin ecuaţii de tip Duffing (germ., rez. rom.) 9

HUGO ROSMAN, Relaţii de tip Manley-Rowe generalizate (engl., rez. rom.) 15

SAVEL MITREA, Asupra sintezei multiplicatoarelor de frecvenţă impare monofazate, magnetice, statice (engl., rez. rom.) 23

FLORENTINA TRIFAN, Determinarea tensiunii electromotoare induse într-o bobină sondă în cazul efectului Procopiu (rom., rez. franc.) . . 29

NORBERT ZITRON şi M. ANTONESCU, Contribuţii la studiul multiplicării de frecvenţă prin multiferorezonanţă (germ., rez. rom.) 37

SAVEL MITREA, Un nou multiplicator de frecvenţă cu alimentare polifazată (engl., rez. rom.) 45

GH. VASILIU, PARASCHIVA HABA şi M. HABA, Trasor al ciclului de histerezis dinamic (rom., rez. germ.) 49

CAMELIA ANDRONE, Analiză comparativă a funcţionării modulatorului longitudinal şi ortogonal cu ieşire pe frecvenţă dublă (engl., rez. rom.) 57

D. BĂRBULESCU, Transformarea statică a numărului de faze mono—trifazată cu ajutorul unui circuit serie capacitiv cu reactanţe semicompensate (rom., rez. franc.) 65

GH. I. CÎRŢINA, Asupra ferorezonanţei în circuitele trifazate (franc., rez. rom.) 71

D. D. SANDU şi DAN SIMOVICI, Asupra parametrilor şi toleranţelor admise în procesul de selectare a feritelor de memorie (rom., rez. rom.) 81

Pag.

M. ANTONIU, Un fazmetru cu logometru electrostatic (rom., rez. franc.). 89

M. CREȚU, Circuit rezistiv cu indicator diferențial de nul pentru măsurarea componentelor rectangulare ale impedanțelor (rom., rez. engl.) . . 101

I. FILIPIUC, I. ANDRONE și M. VASILCIUC, Studiul teoretic și experimental al funcționării la mai multe viteze a unui motor asincron cu bobinaj în inel comparativ cu motorul asincron cu bobinaj clasic (II) (rom., rez. franc.). 105

VIANOR BOICIU și P. AGAFIȚEI, Releu electronic realizat pe principiul amplificatoarelor cu caracteristică de amplitudine comandată (rom., rez. franc.) 113

I. BEJAN, GHERGHINA BALABAN și M. VOICU, Posibilitatea folosirii modulatorului magnetic cu ieșirea la frecvență dublă ca releu direcțional și traductor de putere activă și reactivă (engl., rez. rom.) 121

LEOPOLD SEBASTIAN și CORNELIU BOȚAN, Asupra alegerii raportului de transmisie al reductoarelor servomecanismelor de poziție (rom., rez. rusă) 133

CORNELIU HUȚANU, Asupra preciziei reglajului unei autodine reglatoare de tensiune funcționînd în sarcină (rom., rez. franc.) 141

EUGEN BALABAN, GHERGHINA BALABAN, SIMONA CABA și N. V. BOȚAN, Noi contribuții la calculul schemelor de protecție prin relee cu ajutorul algebrei logicei (franc., rez. rom.) 148

LAURIAN PREDA, V. PRISĂCARU, GR. TAȘCĂ și DAN IOACHIM, Posibilități de îmbunătățire a proiectării iluminatului exterior în cazul folosirii corpurilor de iluminat asimetrice (rom., rez. franc.) . 155

C. MIHĂILEANU, B. MÁTHÉ și N. BADEA, Stație de încercări de mare putere și înaltă tensiune alimentată din sistemul electroenergetic (rusă, rez. rom.) 161

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tom XVIII (XXII), Fasc. 1—2 1972

Section III

ELECTROTECHNICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

Pp.

ANASTASIA VASILIU und EMIL LUCA, Über die dielektrische Eingenschaften einiger Ni—Zn Ferrite bei Tieftemperaturen (German, Romanian summary) 1

GH. SAVIN und NORBERT ZITRON, Über die Frequenzteilern mit nichtlinearen Kreisen die von Duffingschen Gleichungen beschrieben sind (German, Romanian summary) 9

HUGO ROSMAN, Generalized Manley-Rowe Relations (English, Romanian summary) 15

SAVEL MITREA, On the Synthesis of Single-Phase odd Integer Magnetic Frequency Multipliers (English, Romanian summary) 23

FLORENTINA TRIFAN, Détermination de la t. é. m. induite dans une bobine sonde dans le cas de l'effet Procopiu (Romanian, French summary) 29

NORBERT ZITRON und M. ANTONESCU, Über einiger Beiträge zur Frequenzvervielfachung durch vielfache Ferroresonanz (German, Romanian summary) 37

SAVEL MITREA, A new Multi-Phase-Supplied Frequency Multiplier (English, Romanian summary) 45

GH. VASILIU, PARASCHIVA HABA und M. HABA, Gerät für die Aufnahme von dynamischen Hysteresis-Kurven (Romanian, German summary) 49

CAMELIA ANDRONE, Comparative Analysis of the Longitudinal and the Orthogonal Magnetic Second-harmonic Modulator (English, Romanian summary) 57

D. BĂRBULESCU, Dispositif de transformation statique du nombres des phases (mono—triphasé) qui utilise un circuit capacitif à réactances semicompensées (Romanian, French summary) 65

Pp.

GH. I. CÎRȚINA, À propos de la ferrorésonance dans les circuits triphasés (French, Romanian summary) 71

D. D. SANDU and DAN SIMOVICI, On the Admissible Parametres and Tolerances of the Selected Ferrite Cores for the Memories (Romanian, English summary) 81

M. ANTONIU, Phasemètre à logomètre électrostatique (Romanian, French summary) 89

M. CREȚU, Resistive Circuit with Differential Zero Indicator for Measuring Impedance Components (Romanian, English summary) 101

I. FILIPIUC, I. ANDRONE et M. VASILCIUC, Étude théorique et expérimentale du fonctionnement à plusieurs vitesses d'un moteur asynchrone à enroulement en anneau par comparaison avec un moteur asynchrone à enroulement classique (II) (Romanian, French summary) 105

VIANOR BOICIU et P. AGAFIȚEI, Relais électronique réalisé selon le principe des amplificateurs à caracteristique d'amplitude commandée (Romanian, French summary) 113

I. BEJAN, GHERGHINA BALABAN and M. VOICU, The Possibility of Using the Second Harmonic Type Magnetic Modulator as Directional Relays and Transmitters of Active and Reactive Power (English, Romanian, summary) 121

LEOPOLD SEBASTIAN et CORNELIU BOȚAN, Sur le choix du rapport de transmission des réducteurs des servomécanismes de position (Romanian, Russian summary) 133

CORNELIU HUȚANU, Sur la précision du réglage d'une autodyne régulatrice de tension au fonctionnement en charge (Romanian, French summary) 141

EUGEN BALABAN, GHERGHINA BALABAN, SIMONA CABA et N. V. BOȚAN, Nouvellles contributions au calcul des schémas de protection par relais, à l'aide de l'algèbre de la logique (French, Romanian, summary) 148

LAURIAN PREDA, V. PRISĂCARU, Gr. TAȘCĂ et DAN IOACHIM, Possibilités d'améliorer le calcul de l'éclairage extérieur lorsqu'on emploie des corps éclairants asymétriques (Romanian, French summary) 155

C. MIHĂILEANU, B. MÁTHÉ et N. BADEA, Station d'essais de grande puissance et haute tension alimentée du système électroénergétique (Russian, Romanian summary) 161

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XVIII (XXII), вып. 1—2 1972

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
АНАСТАСИА ВАСИЛИУ и ЕМИЛ ЛУКА, О диэлектрических своиствах Ni—Zn ферритов при низких температурах (нем., рез. рум.)	1
Г. САВИН и НОРБЕРТ ЦИТРОН, К делителям частоты с нелинейным цепям описаны уравнениями Дуффинга (нем., рез. рум.)	9
ГУГО РОСМАН. Обобщенные Мэнли—Роу соотношение (англ., рез. рум.)	15
САВЕЛ МИТРЯ, К синтезу однофазных нечетных ферромагнитных умножителей частоты (англ., рез. рум.)	23
ФЛОРЕНТИНА ТРИФАН, Определение наводимой электродвижущей силы в зонде употребляемой в наблюдении эффекта Прокопиу (рум. рез. франц.)	29
НОРБЕРТ ЦИНТРОН и М. АНТОНЕСКУ, Некоторые содействия в смысле умножения частоты используя явление полиферрорезонанса (нем., рез. рум.)	37
САВЕЛ МИТРЯ, Новый умножитель частоты с многофазным питанием (англ., рез. рум.)	45
Г. ВАСИЛИУ, ПАРАСКИВА ХАБА и М. ХАБА, Приспособление для трасирования динамического петля чистерезиса (рум., рез. нем.)	49
КАМЕЛИА АНДРОНЕ, Сравнительный анализ между обыкновенным модулятором и ортогональным с выходом на удвоенной частоте (англ., рез. рум.)	57
Д. БЭРБУЛЕСКУ, Статическая преобразования числа фаз с помощью последовательной емкостный цепи с полукомпенсированными индуктивными и емкостными сопротивлениями (рум., рез. франц.)	65

Стр.

Г. И. КЫРЦИНЭ, О феррорезонансе в трехфазных цепей (франц., рез. рум.) 71

Д. Д. САНДУ и ДАН СИМОВИЧ, О параметров и возможных допусках при селекции ферритовых сердечников для памяти (рум., рез. франц.) 81

М. АНТОНИУ, Фазметры с электростатическим логометром (рум., рез. франц.) 89

М. КРЕЦУ, Резистивный мост с дифференциальным индикатором для измерения составляющих комплексного сопротивления (рум., рез. англ.) 101

И. ФИЛИПЮК, И. АНДРОНЕ и М. ВАСИЛЬЧЮК, Теоретическое и экспериментальное исследование многоскоростной работы асинхронного двигателя с кольцевом якоре в сравнение с классическим (II) (рум., рез. франц.) 105

ВИАНОР БОЙЧЮ и П. АГАФИЦЕЙ, Электронный реле сделан по принцип усилителям с управляемой амплитудой харалтеристиком (рум., рез. франц.) 113

И. БЕЖАН, ГЕРГИНА БАЛАБАН и М. ВОЙКУ, О возможностях использования магнитного могулятора с выходом при двоиной частоте в качестве реле направления и датчика активной и реактивной мощностей (англ., рез. рум.) 121

ЛЕОПОЛЬД СЕБАСТЯН и КОРНЕЛЮ БОЦАН, Выбор передаточного числа редуктора в следящих системах (рум., рез. русск.) . . 133

КОРНЕЛЮ ХУЦАНУ, Об точности регулирования автодина регулирующего напряжение, в нагрузке (рум., рез. франц.) . . . 141

ЕУДЖЕН БАЛАБАН, ГЕРГИНА БАЛАБАН, СИМОНА КАБА и Н.В. БОЦАН, Новые соображения в связи с расчетом схем релейной защиты при помощи алгебры логики (франц., рез. рум.) . . 148

ЛАУРЯН ПРЕДА, В. ПРИСЭКАРУ, ГР. ТАШКЭ и ДАН ИОАКИМ, О возможности улучшения проектирования внешнего освешения при исползований несимметричных светилников (рум., рез. франц.) 155

К. МИХЭИЛЯНУ, Б. МАТХЕ и Н. БАДЯ, Сетсвой стенд для испытания высоковольтной аппаратуры и трансформаторов (русск., рез. рум.) 161

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621 318.1

ÜBER DIE DIELEKTRISCHE EIGENSCHAFTEN EINIGER Ni-Zn FERRITE BEI TIEFTEMPERATUREN [1])

VON

ANASTASIA VASILIU und EMIL LUCA

1. Allgemeine Betrachtungen

Mit dem Ziel der Herstellung von Ferriten mit bestmöglichen elektrischen Parameter, für elektrische Filter, wurden zahlreiche Untersuchungen vorgenommen ; besonders untersucht wurden die Ferrite vom Spineltypus : $NiFe_2O_4$, $MnFe_2O_4$, $ZnFe_2O_4$, $Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$, $Mn_xZn_{1-x}Fe_2O_4$ u. a., die grosse Werte für die Dielektrizitätskonstante (ε) und eine steile Änderung von ε mit der Frequenz, innerhalb des Dispersionsbereiches, aufweisen.

Die Untersuchungen betreffs die Ferrite vom Typus $Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$ [1]...[8] hatten als Ziel die Ermittlung des spezifischen Widerstandes und der spezifischen Leitfähigkeit, der Dielektrizitätskonstante, dielektrischen Verluste und der Veränderung dieser Eigenschaften mit der Temperatur, Frequenz, Zn-Ionenkonzentration, Sinterungstemperatur, Abkühlungsart, u. s. w.

In der vorliegenden Arbeit zeigen wir einige Untersuchungen betreffs die Ermittlung der Dielektrizitätskonstante und der dielektrischen Verluste bei Tieftemperaturen, für $Ni_x\,Zn_{1-x}\,Fe_2O_4$-Ferrite ; es wurden die Dispersionsbereiche lokalisiert und man untersuchte ihre Veränderung mit der Frequenz, Temperatur, Zn-Ionenkonzentration und Abkühlungsart.

Die erfahrungsmässigen Untersuchungen im Frequenzbereich 10^2... ...10^6 Hz und im Temperaturbereich — 60°...0°C wurden auf $Ni_xZn_{1-x}Fe_2O_4$-Ferrite vorgenommen (x ändert sich von 0,1 bis 0,9) ; die Sinterung der untersuchte Ferrite erfolgte bei 1 250°C und die Abkühlung fand entweder almählich im Ofen oder rasch in Luft oder Wasser statt.

2. Erfahrungsmässige Methode

Die Ferritproben wurden aus NiO, ZnO und Fe_2O_3-Oxyde hergestellt, gemäss der bekannten Technologie [9] und in solchen Verhältnisse, die einer stoichiometrischen Zusammensetzung entsprachen. Die Sinterung

---

*) Mitgeteilt an der wissenschaftlichen Tagung der Technischen Hochschule Jassy, den 3.—5. July 1970.

erfolgte in einem Heizofen mit Silitstäbe bei 1 250°C, 4 Stunde lang. Die Abkühlung erfolgte entweder almählich im Ofen oder rasch im Wasser oder Luft.

Die Kontaktflächen der in Form von zylindrischen Tabletten hergestellten Ferritproben (mit ungefähr 1,5 cm Durchmesser und 0,3...0,5 cm Höhe) wurden durch Aufdampfen im Vakuum versilbert. Auf diesen versilberten Flächen legte man die an der Arbeitsspannung angeschlossenen Silberelektroden auf.

Die Tieftemperatur zwischen — 60°C und 0°C wurde mit einem Gemisch aus Trockeneis (CO_2) und Azeton erreicht.

Bei den erfahrungsmässige Messungen nützte man folgende Apparatur :

a) Eine kapazitive Tesla-Brücke im Frequenzbereich $10^2...10^4$ Hz, die eine direkte Ablesung der dielektrischen Verluste (durch tg δ ausgedrückten), und der Kapazitätsänderung der Zelle zwischen deren Armaturen die Ferritprobe eingeführt war, gestattete. Auf Grund dieser gemessenen Werte ermittelte man die Dielektrizitätskonstante.

b) Eine kapazitive Wien-Brücke im Bereich $10^2...2.10^4$ Hz, welche auch in früheren Arbeiten [6], [10]...[12] verwendet wurde ; die Kapazitätsänderung der Zelle zwischen deren Armaturen die Ferritprobe eingeführt war, ermittelte man unmittelbar und die dielektrischen Verluste (durch tg δ ausgedrückt) ergaben sich durch die Rechnung auf Grund der Messung der Verlustwiderstandswertes.

c) Ein Tesla Q-Meter, im Bereich $3.10^4...10^6$ Hz, das auch in früheren Arbeiten [6], [10] und [12] verwendet wurde ; die Kapazitätsänderung könnte man direkt ablesen und die dielektrischen Verluste (tg δ) wurden aus dem Gütefaktor des die Ferritprobe enthaltenden Kreises ermittelt.

3 Erfahrungsmässige Ergebnisse und Diskussion

In einer ersten Messungsreihe wurde die Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstante (ε) und der dielektrischen Verluste (tg δ) bei konstanter Temperatur (— 20°C), für alle hergestellten Ferritproben, bestimmt. Die dazu gehörenden erfahrungsmässigen Ergebnisse sind in den Abb. 1 und 2 dargestellt.

Aus diesen Kurven ergibt man folgende Schlussfolgerungen :

a) Mit der Zunahme der Zn-Ionenkonzentration nimmt der Wert der Dielektrizitätskonstante zu, während die dielektrischen Verluste im Gegenteil abnehmen.

b) Mit der Frequenzzunahme nimmt die Dielektrizitätskonstante ständig ab, so dass sie für Frequenzen über 10^5 Hz zu einem Grenzwert strebt.

c) Der Wert von tg δ hängt von der Frequenz in solcher Weise ab, dass er für bestimmte Frequenzen Höchstwerte aufweist, die die von stattfindenden Polarisationsvorgänge bewirkten Dispersionsbereiche lokalisieren.

Die Zunahme der Dielektrizitätskonstante und die Abnahme der dielektrischen Verluste mit der Zunahme der Zn-Ionenkonzentration könnte dadurch geklärt werden, dass der Ni-Ferrit eine gänzlich umgekehrte Katio-

nenverteilung [13], [14] aufweist, während der Zn-Ferrit eine normale Kationenverteilung besitzt. Durch die Einführung von Zn-Ionen in den Ni-Ferrit geht man selbstverständlich von der umgekehrten zur normalen

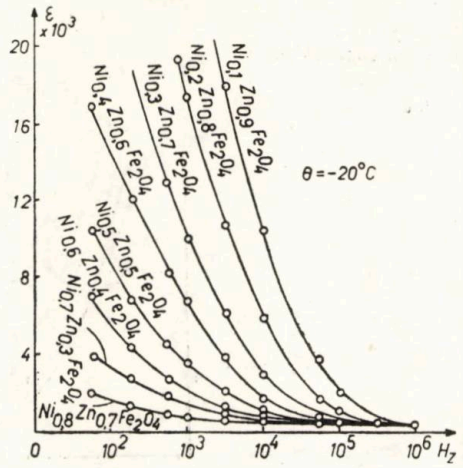


Abb. 1. — Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstante ε einiger $Ni_x\ Zn_{1-x}Fe_2\ O_4$-Ferrite bei konstanter Temperatur.

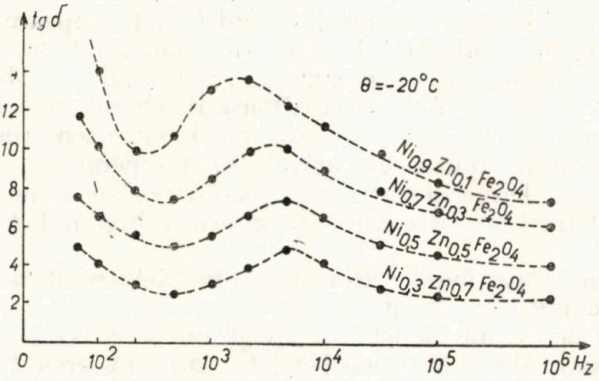


Abb. 2. — Frequenzabhängigkeit von tg δ einiger $Ni_x\ Zn_{1-x}\ Fe_2O_4$-Ferrite bei konstanter Temperatur.

Kationenverteilung über, wodurch der Elektronenaustausch $Fe^{2+} \rightleftarrows Fe^{3+}$ eine beträchtliche Zunahme erfährt.

Die Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstante (ε) und der dielektrischen Verluste (tg δ) bei verschiedene Temperaturen ist aus den Abb. 3 und 4 zu entnehmen.

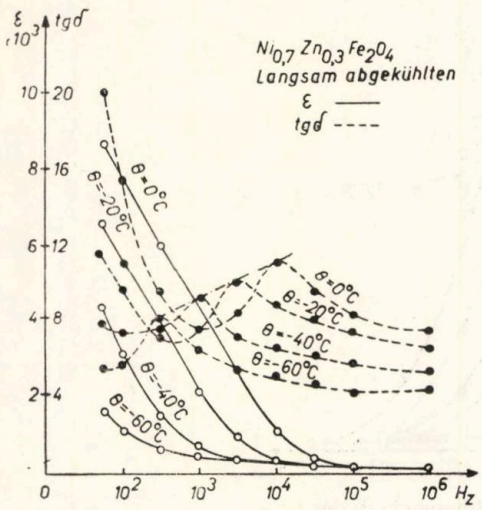


Abb. 3. — Frequenzabhängigkeit von ε und tg δ bei verschiedenen Temperaturen für den langsam abgekühlten, für den $Ni_{0,7}Zn_{0,3}Fe_2O_4$-Ferrit.

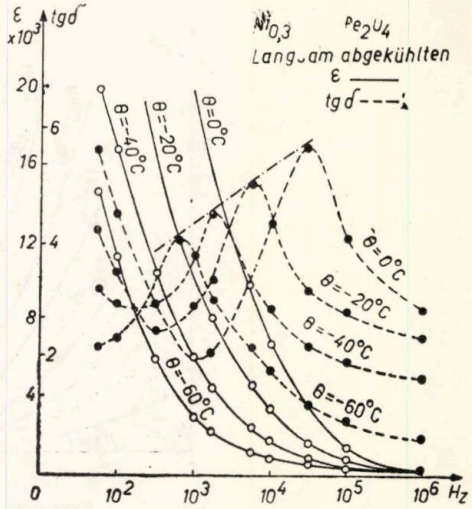


Abb. 4. — Frequenzabhängigkeit von ε und tg δ bei verschiedenen Temperaturen für der langsam abgekühlten, für den $Ni_{0,3}Zn_{0,7}Fe_2O_4$-Ferrit.

Es handelt sich um einen Struktur-Polarisationsvorgang, in welchem, durch die Verknüpfung von (+) und (−) Ionenpaare und anliegenden Lücken, Dipole resultieren können, die vom elektrischen Feld in anderen Gleichgewichtslagen umgesetzt sind; weil dieser oben erwähnten Vorgang durch eine erhöhte Relaxationszeit charakterisiert ist, finden Dispersionsprozesse bei relativ niedrigeren Frequenzen (unter 10^5 Hz) statt; diese Tatsache führte uns dazu, bei Temperaturen unter 0°C zu arbeiten, um diese Dispersionsprozesse lokalisieren zu können.

Aus der Betrachtung der Kurven von den Abb. 3 und 4 geht folgendes hervor:

a) In den Dispersionsbereiche weist die Dielektrizitätskonstante eine steile Abnahme mit der Frequenz auf.

b) Die Dielektrizitätskonstante steigt mit der Temperatur, wass zu einer Verschiebung der Dispersionsbereiche zur grösseren Frequenzwerten führt; je grösser die Temperatur ist, desto grösser werden diese Frequenzwerte.

c) Die dielektrische Verluste (tg δ) nehmen ebenfalls mit der Temperatur zu und erscheinen Höchstwerte an den Enden der Dispersionsbereiche; diese Höchstwerte verschieben sich ebenfalls zur grössen Frequenzen wenn die Temperatur zunimmt.

d) Aus der Form der Kurven $\operatorname{tg}\delta = f(\nu)$ entnimmt man, dass für Frequenzen unter 10^2 Hz noch einen Dispersionsbereich existiert, welcher aber mit der verwendeten Apparatur nicht lokalisiert sein konnte.

e) Durch die Ermittlung der Frequenzen die die Höchstwerte von $\operatorname{tg}\delta$ charakterisieren und auf Grund der bekannten Beziehung

$$\nu_{max} = Ae^{-U/kT}$$

konnte man den Aktivierungsenergiewert (U) zu 0,234 bestimmen ; dieses Ergebniss steht in guter Übereinstimmung mit den Aktivierungsenergiewerte, die aus der Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit ermittelt wurden.

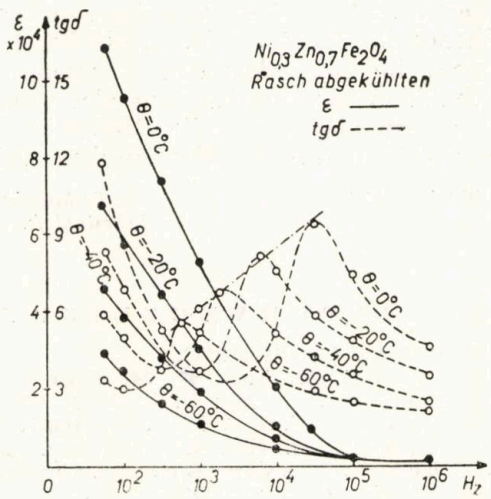


Abb. 5. — Die Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstante (ε) und der dielektrischen Verluste (tg δ), bei verschiedenen Temperaturen, für den rasch abgekühlten Ferrit vom Typus $Ni_{0,3}Zn_{0,7}Fe_2O_4$.

f) Mit der Zunahme der Zn-Ionenkonzentration nimmt die Dielektrizitätskonstante (ε) zu, die dielektrischen Verluste (tg δ) nehmen ab und die Höchstwerte der dielektrischen Verluste, die ja die Dispersionsbereiche bestimmen, verschieben sich zur höheren Frequenzen, was allerdings auch aus dem Verlauf der Abb. 1 und 2 ersichtlich ist.

Die Abkühlungsart des Ferrits nach der Sinterung beeinflusst ebenfalls seine elektrischen Eigenschaften ; in der Abb. 5 sind die Kurven $\varepsilon = f(\nu)$ und $\operatorname{tg}\delta = f(\nu)$ für den rasch abgekühlten Ferrite vom Typus $Ni_{0,3}Zn_{0,7}Fe_2O_4$ eingetragen zum Vergleichen mit den Kurven von der Abb. 4 die demselben aber langsam abgekühlten Ferrit entsprechen.

Aus dem Kurvenverlauf von den Abb. 4 und 5 wird folgendes ersichtlich :

a) Der Verlauf der Kurven, die die Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstante (ε) und der dielektrischen Verluste (tg δ) darstellen, bleibt derselben sowohl für die langsam als auch für rasch abgekühlten Ferrite.

b) Die Werte der Dielektrizitätskonstante (ε) und der dielektrischen Verluste (tg δ) sind grösser im Falle der rasch abgekühlten Ferrite ; auf einer Seite wäre diese Tatsache dadurch zu erklären, dass im Falle eines raschen Abkühlungsprozesses die chaotische Kationenverteilung erstarrt wird, während bei der almählichen Abkühlung eine Gleichgewicht Umsetzung der Kationen [18], [19] stattfindet ; auf der anderen Seite, zur Erklärung dieses Sachverhaltes trägt auch die Anwesenheit der verschiedenwertigen Metallionen im Ferrit bei (z. B. die Existenz von Fe^{2+}-Ionen neben den Fe^{3+}-Ionen), im Sinne dass den Übergang von Fe^{2+} zur Fe^{3+} durch die Art des Abkühlungsprozess (langsam oder rasch) bestimmt ist [14].

c) Die Frequenzwerten bei denen die Dispersionsprozesse stattfinden werden durch die Abkühlungsart der Ferritproben nicht beeinflusst.

Eingegangen am 15. Oktober 1971

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl fur Physik und Elektronik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Koops C. G., Phys. Rev., **83**, 121 (1951).
2. Polder D., Proc. Inst. Electr. Eng., **97**, 246 (1950).
3. Иоффе В. А., Хвостенко Г. И., Зонн З. Н., ЖТФ, **27**, 1985 (1957).
4. Синяков Е. В., Авраменко Б. П., ФТТ, **3**, 411 (1961).
5. Рабкин Л. И., Новикова З. И., Изв. АН СССР, сер. физ., *6*, 397 (1959).
6. Petrescu V., Luca E., Savin Gh., Bărbulescu D., Bul. Inst. polit. Iaşi, VI (X), *1—2*, 211 (1960).
7. Rezlescu N., Rev. Roum. de Phys., **5**, 619 (1970).
8. Petrescu V., Cuciureanu E., Rezlescu N., Rev. Roum. de Phys., **15**, 731 (1970).
9. Рабкин Л. И., Соскин С. А., Епштин Б. С., *Технология ферритов*. ГЭИ, М., 1962.
10. Luca E., Petrescu V., Bărbulescu D., Savin Gh., Bul. Inst. polit. Iaşi, VI (X), *3—4*, 239 (1960).
11. Luca E., Trifan Fl., Vasiliu A., Bul. Inst. polit. Iaşi, IX (XIII), *3—4*, 187 (1963).
12. Luca E., Luca I., Vasiliu A., Bul. Inst. polit. Iaşi, VII (XI), *3—4*, 203 (1961).
13. Smit J., Wijn H. P. J., *Les Ferrites*. Bibl. Techn. Philips, Dunod, Paris, 1961.
14. Rezlescu N., Petrescu V., Bul. Inst. polit. Iaşi, XIV (XVIII), *3—4*, 155 (1968).
15. Rezlescu N., Petrescu V., Cuciureanu E., Rev. Roum. Phys.. **14**, 1071 (1969).
16. Rezlescu N., C. r. Ac. Sci., Paris, **268**, 136 (1969).
17. Rezlescu N., Cuciureanu E., Rev. Roum. Phys., **14**, 763 (1969).
18. Bochiorol L., C. r. Ac. Sci., Paris, **233**, 736 (1951).
19. van Uitert L. G., J. Chem. Phys., **23**, 1883 (1955) ; J. Chem. Phys., **24**, 306 (1956) ; Proc. I. R. E., **44**, 1294 (1956).

ASUPRA PROPRIETĂŢILOR DIELECTRICE, LA TEMPERATURI JOASE, ALE UNOR FERITE Ni-Zn

(Rezumat)

Se determină valorile permitivităţii (ε) şi pierderilor dielectrice (tg δ) la unele ferite $Ni_x\ Zn_{1-x}\ Fe_2O_4$ în gama de frecvenţe $10^2...10^6$ Hz şi intervalul de temperaturi $-60°...0°C$.

În gamele de frecvenţă şi de temperatură utilizate apare un proces de polarizare de structură, caracterizat printr-o scădere accentuată a permitivităţii şi un maxim al pierderilor dielectrice.

Procesul de dispersie care are loc în acest caz se deplasează, odată cu creşterea temperaturii, spre frecvenţe mai ridicate.

Valoarea permitivităţii şi a pierderilor dielectrice, cît şi frecvenţa la care are loc procesul de dispersie, depind atît de concentraţia feritei în ioni de Zn, cît şi de modul de răcire al acesteia, rapid sau lent.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 621.314.263

ÜBER DIE FREQUENZTEILERN MIT NICHTLINEAREN KREISEN DIE VON DUFFINGSCHEN GLEICHUNGEN BESCHRIEBEN SIND *)

VON

GH. SAVIN und NORBERT ZITRON

1. Allgemeines

Die Erzeugung von subharmonischen Komponenten in den Antwortsignal der nichtlinearen Kreisen, die von Duffingschen Gleichungen beschrieben sind, ist eine Eigenschaft solcher Kreise. H. Kauderer [1] zeigte, dass um exklusiv einen subharmonischen Signal mit dem Ordnung $1/n$ zu erhalten, muss die Aproximierungsfunktion der nichtlinearen Kennlinie ein Tschebyscheff-Polynom mit dem Grad n bilden.

Falls die Duffingsche Gleichung unter der Form:

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 2\delta\frac{dy}{dt} + f(y) = A\cos\omega t \tag{1}$$

geschrieben wird und das Glied $f(y)$ kann, zum Beispiel, zur Form eines Tschebyscheff-Polynoms dritten Grades gebracht werden, können sich dann im Kreis die reine Unterschwingungen mit der Kreisfrequenz $\omega/3$ erregen.

In der grundlegender Arbeit [2] gelangte C. Hayashi zu folgenden wichtigen Schlussfolgerungen:

a) Um Unterschwingungen mit dem Ordnung $1/n$ zu erscheinen ist wünschenswert, dass die Funktion $f(y)$ ein nichtliniares Glied n-ten Grades enthält.

b) Die Unterschwingungen $1/n$ können nicht erscheinen wenn das höchstgradige nichtlineare Glied einen Exponenten $m < n$ hat.

R. Zahorka [3] untersuchte den Reihenferroresonanzkreis im subharmonischen Vorgang. Er stellte, dass obwohl die Magnetisierungskennlinie eine ungerade Symetrie zeigt, also in der Duffingschen Gleichung nur nichtlineare Glieder mit ungeraden Exponenten vorhanden sind, konnten sich stabile gerade Unterschwingungen erregen, fest.

In einer erfahrungsmässigen Arbeit [4] haben wir, dass die Bemerkungen von R. Zahorka vom Experiment geprüft sind, gezeigt. Es wurde damals die Erscheinung der zweiten Unterschwingung durch Betrachtung der nichtlinearer Spule als ein para-

*) Mitgeteilt an der wissenschaftlichen Tagung der Technischen Hochschule Cluj, den 2.–3. April 1971.

metrisches Kreiselement erklärt. In einer anderer Arbeit, betrachtend den Kreis ebenfalls als parametrisch, zeigten wir, dass die zweite Unterschwingung vier unterschiedliche Schwingungsphasen hat [5].

In vorliegender Arbeit will man zeigen, dass in einem Kreis der von einer D u f f i n gschen Gleichung mit der Form :

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} + 2\delta \frac{dy}{d\tau} + y + hy^3 = A \cos 2\nu\tau \tag{2}$$

beschrieben ist, Unterschwingungen mit dem Ordnung zwei erscheinen können.

2. Magnetische Flussgleichrichtung mittels nichtlinearen Spulen und elektrische Ladungsgleichrichtung mittels nichtlinearen Kondensatoren

Bei der gleichzeitigen Wirkung von zwei Erregungssignale, von welchen einer konstant und der zweite sinusförmig ist, erscheint im Falle der nichtlinearen Spule eine Flussgleichrichtung und beim nichtlinearen Kondensator eine Ladungsgleichrichtung. Das Prozess kann graphisch oder analytisch untersucht werden. Für eine anschauliche Darstellung zieht man den graphischen Weg hervor.

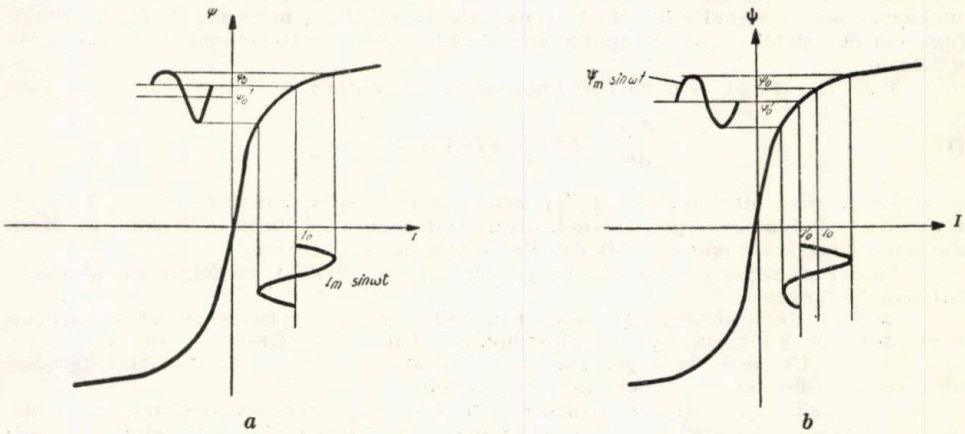


Abb. 1

In Abb. 1 *a* ist gezeigt wie die Gleichkomponente des Flusses sich verkleinert bei der gleichzeitigen Wirkung des Gleichstroms I_0 und des sinusförmigen Stroms $I_m \sin \omega t$, bei einer nichtlinearen Spule. In Abb. 1 *b* wird das gleiche Problem untersucht im Falle eines sinusförmigen Flusses. Es erfolgt, scheinbar, eine Vergrösserung der Gleichstromkomponente von I_0 zu I', also eine Stromgleichrichtung. Um so etwas zu erhalten muss aber

der Fluss mit einer beständiger Geschwindigkeit wachsen, das bei einer sinusförmiger Änderung des magnetischen Flusses unmöglich ist. Man muss also annehmen, dass das Wert der Gleichstromkomponente I_0 ist und dass die Flussgleichkomponente sich vom Wert ψ_0 bis zum Wert ψ_0' verkleinert.

Abb. 2 zeigt das Prozess der Ladungsgleichrichtung im Falle der nichtlinearen Kondensatoren die unter der gleichzeitigen Wirkung von zwei Erregungen stehen. Aus Abb. 2 *a* erscheint ersichtlich eine Ladungsgleichrichtung während aus Abb. 2 *b* muss man folgern, dass eine Ladungsgleichrichtung vorkommt, weil die elektromotorische Kraft des Generators sich nicht änderen kann.

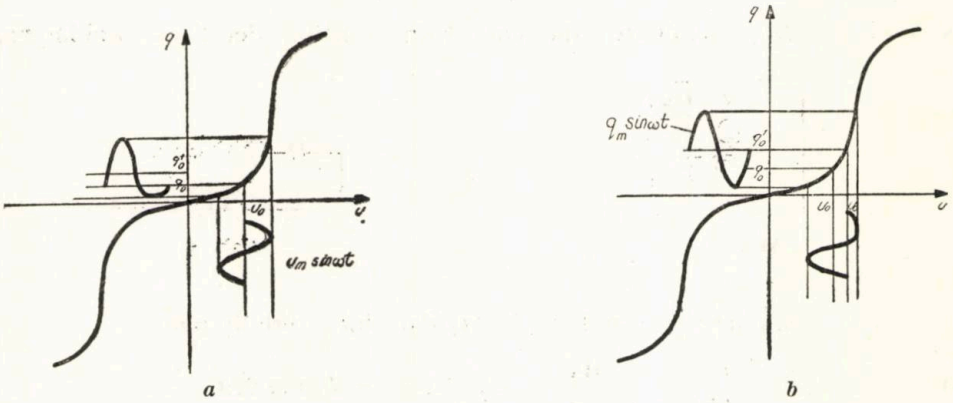


Abb. 2

In Falle der Kondensatoren ist eine Vergrösserung der Gleichkomponente der Ladung erfolgt, weil man das Prozess auf den nichtlinearen Anfangsteil der Kennlinie, der konkav zur q-Achse ist, untersuchte.

3. Erscheinung der zweiten Unterschwingung in Kreise die von Duffingschen Gleichungen mit der Form (2) beschrieben sind

Eine solche Gleichung kann man, zum Beispiel, für die Kreise aus Abb. 3 und 4 schreiben.

Es wird zuerst der Kreis aus Abb. 3 untersucht. Dieser Kreis enthält eine nichtlineare Spule, einen linearen Kondensator und einen linearen Widerstand, die in parallel geschaltet sind. Die Speisung des Kreises erfolgt von einer sinusförmigen Stromquelle :

$$i = I_m \cos 2\omega t. \tag{3}$$

Der erste K i r c h h o f fsche Satz für den Kreis aus Abb. 3 ergibt:

$$i_L + i_C + i_R = i, \tag{4}$$

wobei:

$$\left| \begin{array}{l} i_L = a_1\psi + a_3\psi^3, \\ i_C = C\dfrac{du}{dt} = C\dfrac{d^2\psi}{dt^2}, \\ i_R = \dfrac{u}{R} = \dfrac{1}{R}\cdot\dfrac{d\psi}{dt}. \end{array} \right. \tag{5}$$

a_1 und a_3 sind Konstanten die vom Kernwerkstoff der Spule abhängen.

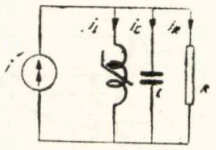


Abb. 3

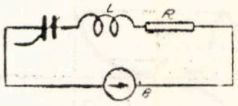


Abb. 4

Setzt man jetzt (5) und (3) in (4) ein, dann erhält man:

$$C\frac{d^2\psi}{dt^2} + \frac{1}{R}\cdot\frac{d\psi}{dt} + a_1\psi + a_3\psi^3 = I_m \cos 2\omega t. \tag{6}$$

Zur Lösung der Gleichung (6) nützt man den Ansatz:

$$\psi = \psi_{1m}\cos(\omega t + \varphi_1) + \psi_{2m}\cos(2\omega t + \varphi_2). \tag{7}$$

Falls man den Ausdruck (7) in der Gleichung (5_1) des Stroms i_1 einsetzt, erfolgt für den Strom eine Gleichkomponente mit dem Wert:

$$i_{L0} = \frac{3}{4}\psi_{1m}^2\psi_{2m}\cos(2\varphi_1 - \varphi_2). \tag{8}$$

Weil eine Gleichkomponente des Stroms nicht erscheinen kann, muss man annehmen, dass sie in Fluss erscheint und darum macht man den Lösungsansatz:

$$\psi = \psi_0 + \psi_{1m}\cos(\omega t + \varphi_1) + \psi_{2m}\cos(2\omega t + \varphi_2). \tag{9}$$

Weiter wird (9) in (5_1) eingesetzt und ergibt sich die Gleichkomponente des Stroms, die man gleich Null stellt:

$$a_1\psi_0 + a_3\left[\psi_0^3 + \frac{3}{2}\psi_0(\psi_{1m}^2 + \psi_{2m}^2) + \frac{3}{4}\psi_{1m}^2\psi_{2m}^2\cos(2\varphi_1 - \varphi_2)\right] = 0. \tag{10}$$

Die Gleichung (8) ermöglicht die Bestimmung der Gleichflusskomponente ψ_0 in Abhängigkeit von ψ_{1m}, ψ_{2m}, $\cos(2\varphi_1 - \varphi_2)$.

Man kann betrachten, dass dieser Fluss (ψ_0) von einer Gleichstromquelle I_0, die man Parallel mit der Anfangsquelle schaltet, erzeugt ist.

In diesem Falle folgt:

$$i = I_m \cos 2\omega t + I_0. \tag{11}$$

Unter diesen Bedingungen muss die Gleichung (6) mit der folgenden Gleichung:

$$C\frac{d^2\psi}{dt^2} + \frac{1}{R}\cdot\frac{d\psi}{dt} + a_1\psi + a_3\psi^3 = I_m \cos 2\omega t + I_0 \tag{12}$$

ersetzt werden.

Nach einfache Umformungen nimmt die Gleichung (12) die Form:

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} + 2\delta\frac{dy}{d\tau} + y + hy^3 = A\cos 2\nu\tau + A_0, \tag{13}$$

wobei man bezeichnete:

$$\begin{cases} \dfrac{a_1}{C} = \omega_0^2,\ \psi = y\psi_m,\ \tau = \omega_0 t,\ \dfrac{\omega}{\omega_0} = \nu,\ \dfrac{1}{\omega_0 RC} = 2\delta, \\ \dfrac{a_3}{C}\cdot\dfrac{\psi_m^3}{\omega_0^2} = h,\ \dfrac{I_m}{C\omega_0^2\psi_m} = A,\ \dfrac{I_0}{C\omega_0^2\psi_m} = A_0. \end{cases} \tag{14}$$

Mit der Substitution $y = x + \alpha$, (α = konst.), erhält man für die Gleichung (13) die gleichwertige Form:

$$\frac{d^2x}{d\tau^2} + 2\delta\frac{dx}{d\tau} + k_1x + k_2x^2 + k_3x^3 = A\cos 2\nu\tau, \tag{15}$$

wobei:

$$\begin{cases} k_1 = 1 + 3h\alpha^2, \quad k_2 = 3h\alpha, \\ k_3 = \alpha, \quad \alpha + h\alpha^2 = A_0. \end{cases} \tag{16}$$

Für den Kreis aus Abb. 4, der einen nichtlinearen Kondensator, eine lineare Spule und einen linearen Widerstand enthält und welcher von einer sinusförmigen Spannungsquelle gespeist wird, kann man die folgende Gleichung schreiben:

$$L\frac{d^2q}{dt^2} + R\frac{dq}{dt} + b_1q + b_3q^3 = E_m \cos 2\omega t. \tag{17}$$

Die Gleichung (17) kann zur Form (13) und betreffend (15) durch analogen Umformungen gebracht werden.

C. Hayashi hat analytisch, für Gleichungen vom Typ (13) oder (15), stabile Unterschwingungen mit dem Ordnung 1/2 erhalten.

Es kann gezeigt werden, dass die Unterschwingung 1/2 vier unterschiedliche Schwingungsphasen hat. In diesen Zweck wird die Gleichung (10), aus welcher man den Ausdruck von $\cos(2\varphi_1 - \varphi_2)$ bestimmt, benützt:

$$\cos(2\varphi_1 - \varphi_2) = -\frac{4}{3} \cdot \frac{a_1\psi_0 + a_3\left[\psi_0^3 + \frac{3}{2}\psi_0(\psi_{1m}^2 + \psi_{2m}^2)\right]}{a_3\psi_{1m}^2\psi_{2m}}, \tag{18}$$

also:

$$\varphi_1 = \frac{\varphi_2}{2} + \arccos\left\{-\frac{4}{3} \cdot \frac{a_1\psi_0 + a_3\left[\psi_0^3 + \frac{3}{2}\psi_0(\psi_{1m}^2 + \psi_{2m}^2)\right]}{a_3\psi_{1m}^2\psi_{2m}}\right\} + k\pi. \tag{19}$$

Aus der Gleichung (19) folgt, dass es sich zu zwei Schwingungsphasen für jede Polarität der Gleichflusskomponente, also, in gesamt vier Schwingungsphasen, die sich um 90° unterscheiden, erregen.

Eingegangen am 3. September 1971

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektrotechnik und
Elektrische Messungen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Kauderer H., *Nichtlineare Mechanik.* Springer Verlag, 1958, 473–487.
2. Hayashi C., *Nonlinear Oscillations in Physical Systems.* Mc Graw–Hill, N. Y., 1964.
3. Zahorka R., *Unterschwingungen im Reiheschwingunskreis mit sättigbarer Drosselspule.* ETZ–A, 88, *25*, 623–626 (1967).
4. Savin G., Zitron N., Cîrţină G., *Über die Frequenzteilung auf der Grundlage nichtlinearer magnetischer Kreise.* XIII. Intern. Wiss. Koll., T. H. Ilmenau, 97–106 (1968).
5. Savin G., Balan D., Zitron N., *Das Parametron mit orthogonal-magnetischer Spule.* XIV. Intern. Wiss. Koll., T. H. Ilmenau, *5*, 35–42 (1969).

ASUPRA DIVIZOARELOR DE FRECVENŢĂ CU CIRCUITE NELINIARE DESCRISE PRIN ECUAŢII DE TIP DUFFING

(Rezumat)

Pornind de la posibilitatea redresării fluxului cu ajutorul bobinelor neliniare şi a sarcinii electrice cu ajutorul condensatoarelor neliniare, se arată posibilitatea excitării subarmonicii de rang 1/2 în circuite cu neliniarităţi impare, descrise prin ecuaţii de tip Duffing.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.373.93

GENERALIZED MANLEY-ROWE RELATIONS

BY

HUGO ROSMAN

1. Introduction

Nondissipative nonlinear inductors or capacitors, hysteresisless and in wich non-periodic processes do not take place, are able to transfer active energy between two signals of different frequencies.

Let us consider, for instance, a circuit, containing at least one of such elements, excited with two sine-e.m.f. of frequencies f_1, f_2. Both the voltage across the elements and the current flowing through it are *double-periodic functions of time* and contain harmonics having the frequencies $pf_1 + qf_2$, $(p, q = -\infty, \ldots, -1, 0, 1, \ldots, \infty)$ [1]. Under certain conditions, supposed to have been satisfied, each of them can be expanded in a double-complex-Fourier-series [2], as follows:

$$(1) \qquad \begin{cases} u(t) = \sum\limits_{p=-\infty}^{\infty} \sum\limits_{q=-\infty}^{\infty} \underline{U}_{p,q} e^{j(p\omega_1 + q\omega_2)t}, \\ i(t) = \sum\limits_{p=-\infty}^{\infty} \sum\limits_{q=-\infty}^{\infty} \underline{I}_{p,q} e^{j(p\omega_1 + q\omega_2)t}. \end{cases}$$

The coefficients $\underline{U}_{p,q}$, $\underline{I}_{p,q}$ satisfy the following relations:

$$(2) \qquad \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \frac{p\, \mathcal{R}e\,(\underline{U}_{p,q}\, \underline{I}^*_{p,q})}{p\omega_1 + q\omega_2} = 0, \qquad \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{q\, \mathcal{R}e\,(\underline{U}_{p,q}\, \underline{I}^*_{p,q})}{p\omega_1 + q\omega_2} = 0,$$

which were established by Manley and Rowe in 1956 [3]

Such relations are satisfied, more generally, as will be shown in what follows, by any pair of scalar or vectorial functions, double-periodic w. r. t. the independent scalar variable and of the same periods, provided that between the two functions a *single-valued* dependence exists. There relations find important applications in the energy balance of nonlinear electromagnetic fields and circuits.

2. Generalized Manley-Rowe Relations

Let be two scalar functions $f(t)$, $g(t)$, double-periodic w. r. t. the independent scalar variable t and of the same periods, $T_1 = 2\pi/\omega_1$, $T_2 = 2\pi/\omega_2$. Under certain conditions, supposed as satisfied, these functions can be expanded in double-complex-Fourier-series, whose expressions are given by:

$$(3)\qquad \begin{cases} f(t) = \sum\limits_{p=-\infty}^{\infty} \sum\limits_{q=-\infty}^{\infty} \underline{F}_{p,q}\, e^{j(p\omega_1 + q\omega_2)t}, \\ g(t) = \sum\limits_{p=-\infty}^{\infty} \sum\limits_{q=-\infty}^{\infty} \underline{G}_{p,q}\, e^{j(p\omega_1 + q\omega_2)t}, \end{cases}$$

where

$$(4)\qquad \begin{cases} \underline{F}_{p,q} = \dfrac{1}{4\pi^2} \displaystyle\int_0^{2\pi} d(\omega_2 t) \int_0^{2\pi} f(t) e^{-j(p\omega_1 + q\omega_2)t} d(\omega_1 t), \\ \underline{G}_{p,q} = \dfrac{1}{4\pi^2} \displaystyle\int_0^{2\pi} d(\omega_2 t) \int_0^{2\pi} g(t) e^{-j(p\omega_1 + q\omega_2)t} d(\omega_1 t). \end{cases}$$

The coefficients $\underline{F}_{p,q}$, $\underline{G}_{p,q}$ satisfy the relations:

$$(5)\qquad \underline{F}_{p,q} = \underline{F}^*_{-p,-q},\ \underline{F}_{-p,-q} = \underline{F}^*_{p,q};\ \underline{G}_{p,q} = \underline{G}^*_{-p,-q},\ \underline{G}_{-p,-q} = \underline{G}^*_{p,q}.$$

Derivative of $g(t)$, w. r. t. the independent variable t, is also double-periodic, of periods T_1 and T_2, and can be expanded in a double-complex-Fourier-series, as well

$$(6)\qquad m(t) = \frac{dg(t)}{dt} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \underline{M}_{p,q}\, e^{j(p\omega_1 + q\omega_2)t},$$

with

$$(7)\qquad \underline{M}_{p,q} = \frac{1}{4\pi_2} \int_0^{2\pi} d(\omega_2 t) \int_0^{2\pi} m(t) e^{-j(p\omega_1 + q\omega_2)t} d(\omega_1 t)$$

and

$$(8)\qquad \underline{M}_{p,q} = \underline{M}^*_{-p,-q},\ \underline{M}_{-p,-q} = \underline{M}^*_{p,q}.$$

From relations (3_2) and (6) it results:

$$(9)\qquad \underline{M}_{p,q} = j(p\omega_1 + q\omega_2)\underline{G}_{p,q}.$$

Multiplying (4_2) by $jp\underline{G}^*_{p,q}$ and summing for all p, q, integer, from $-\infty$ to $+\infty$, we obtain:

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty} jp\underline{F}_{p,q}\,\underline{G}^{*}_{p,q} =$$

(10)

$$= \frac{1}{4\pi^2}\int_0^{2\pi} \mathrm{d}(\omega_2 t)\int_0^{2\pi} f(t)\sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty} jp\underline{G}^{*}_{p,q}\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(p\omega_1+q\omega_2)t}\,\mathrm{d}(\omega_1 t).$$

On the one hand, by virtue of relation (9) we get :

$$\underline{G}^{*}_{p,q} = \frac{\mathrm{j}\underline{M}^{*}_{p,q}}{p\omega_1 + q\omega_2}, \tag{11}$$

and, on the other hand, the derivative of (3_1) w. r. t. $\omega_1 t$ can be written in the form :

$$\frac{\partial g(t)}{\partial(\omega_1 t)} = \sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty} jpG_{p,q}\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}(p\omega_1+q\omega_2)t} = -\sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty} jp\underline{G}^{*}_{p,q}\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(p\omega_1+q\omega_2)t}. \tag{12}$$

The substitution of (11) into the left side of (10), and (12), in to the right side of the same relation, gives :

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\underline{F}_{p,q}\,\underline{M}^{*}_{p,q}}{p\omega_1+q\omega_2} = \frac{1}{4\pi^2}\int_0^{2\pi}\mathrm{d}(\omega_2 t)\int_0^{2\pi} f(t)\,\frac{\partial g(t)}{\partial(\omega_1 t)}\,\mathrm{d}(\omega_1 t). \tag{13}$$

But

$$\frac{\partial g(t)}{\partial(\omega_1 t)}\,\mathrm{d}(\omega_1 t)\Big|_{\omega_2 t = \mathrm{const.}} = \mathrm{d}g(t), \tag{14}$$

thus

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\underline{F}_{p,q}\,\underline{M}^{*}_{p,q}}{p\omega_1+q\omega_2} = \frac{1}{4\pi^2}\int_0^{2\pi}\mathrm{d}(\omega_2 t)\int_{g(\omega_1 t=0)}^{g(\omega_1 t=2\pi)} f(g)\,\mathrm{d}g(t) = \frac{1}{4\pi^2}\int_0^{2\pi}\mathrm{d}(\omega_2 t)\oint f(g)\mathrm{d}g, \tag{15}$$

due to the periodical character of $g(t)$.

If $f(g)$ is considered single-valued the second integral becomes zero, and consequently :

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\underline{F}_{p,q}\,\underline{M}^{*}_{p,q}}{p\omega_1+q\omega_2} = 0. \tag{16}$$

By separating the real part of this expression from the imaginary one we obtain the relations :

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\mathcal{R}e(\underline{F}_{p,q}\,\underline{M}^{*}_{p,q})}{p\omega_1+q\omega_2} = 0, \qquad \sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\mathcal{I}m(\underline{F}_{p,q}\,\underline{M}^{*}_{p,q})}{p\omega_1+q\omega_2} = 0, \tag{17}$$

with

$$(18)\qquad \mathcal{R}e\,(\underline{F}_{p,q}\underline{M}^{*}_{p,q}) = \mathcal{R}e\,(\underline{F}^{*}_{-p,-q}\underline{M}_{-p,-q}) = \mathcal{R}e\,(\underline{F}_{-p,-q}\underline{M}^{*}_{-p,-q}),$$

where (5) and (8) were taken account of.

If the value's domain of the index p is divided into two parts, relations (17_1) becomes

$$(19)\qquad \sum_{p=-\infty}^{0}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\,\mathcal{R}e\,(\underline{F}_{p,q}\underline{M}^{*}_{p,q})}{p\omega_1+q\omega_2}+\sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\,\mathcal{R}e\,(\underline{F}_{p,q}\underline{M}^{*}_{p,q})}{p\omega_1+q\omega_2}=0.$$

By changing the sign of the indices p, q in the first sum and taking into account (18) one obtain finally:

$$(20)\qquad \sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\,\mathcal{R}e\,(\underline{F}_{p,q}\underline{M}^{*}_{p,q})}{p\omega_1+q\omega_2}=0.$$

In a similar way the following relation can also be established:

$$(20')\qquad \sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=0}^{\infty}\frac{q\,\mathcal{R}e\,(\underline{F}_{p,q}\underline{M}^{*}_{p,q})}{p\omega_1+q\omega_2}=0.$$

Analogous results can be obtained if either one of the double-periodic functions or both of them are vectorial functions of the scalar variable t. It results in the first case:

$$(21)\qquad \sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\,\mathcal{R}e\,(\underline{F}_{p,q}\underline{\mathbf{M}}^{*}_{p\,q})}{p\omega_1+q\omega_2}=0,\quad \sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=0}^{\infty}\frac{q\,\mathcal{R}e\,(\underline{F}_{p,q}\underline{\mathbf{M}}^{*}_{p,q})}{p\omega_1+q\omega_2}=0,$$

and in the second, either

$$(22)\qquad \sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\,\mathcal{R}e\,(\underline{\mathbf{F}}_{p,q}\cdot\underline{\mathbf{M}}^{*}_{p,q})}{p\omega_1+q\omega_2}=0,\quad \sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=0}^{\infty}\frac{q\,\mathcal{R}e\,(\underline{\mathbf{F}}_{p,q}\cdot\underline{\mathbf{M}}^{*}_{p,q})}{p\omega_1+q\omega_2}=0,$$

or

$$(23)\qquad \sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\,\mathcal{R}e\,(\underline{\mathbf{F}}_{p\,q}\times\underline{\mathbf{M}}^{*}_{p,q})}{p\omega_1+q\omega_2}=0,\quad \sum_{p=-\infty}^{\infty}\sum_{q=0}^{\infty}\frac{q\,\mathcal{R}e\,(\underline{\mathbf{F}}_{p,q}\times\underline{\mathbf{M}}^{*}_{p,q})}{p\omega_1+q\omega_2}=0.$$

The couples of expressions (20) and (20'); (21); (22); (23) are entirely analogous to relations (2) and can be called *generalized Manley-Rowe relations*. Such relations are satisfied by any pair of vectorial or scalar functions, double-periodic w. r. t. the independent scalar variable and of the same periods, provided that between the two functions a single-valued dependence exist.

3. Applications

The nonlinear elements characterized by the fact that both the voltage across their terminals and the current flowing through them are double-periodic functions of time, if connected in a circuit excited with two sine-e. m. f. with the frequencies f_1, f_2, are : the ideal inductor, the ideal capacitor and the ideal resistor. In the absence of hereditary phenomena, the dependence between these quantities, as well as between one of them and its derivative or integral of any order, is single-valued, so that M a n l e y - R o w e relations (2) are satisfied. It is to noted that whereas in nonlinear resistors the active powers $\mathcal{R}e(\underline{U}_{p,q}\underline{I}^{*}_{p,q})$ are dissipated, in nonlinear inductors and capacitors the same powers are transferred from one harmonic to another.

Relations of M a n l e y - R o w e type may also be established in the M a x w e l l's theory of double-periodic electromagnetic fields which evolve in nondissipative, nonlinear, media. Such relations, regarding the radiated or stored active powers in the electromagnetic field, have been established in a previous paper [4]. On the basis of the results obtained in § 2 it is possible to add to the above mentioned, other relations of practical and theoretical interest.

For this purpose we consider an electromagnetic field evolving in an imobile, isotropic, nonlinear, (electrically or magnetically) nonpolarized permanently, nondissipative media, whitout hereditary phenomena, in which do not take place nonperiodic processes. Under these conditions M a x w e l l's equations are of the form :

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}, \quad \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \tag{24}$$

where $\mathbf{D} = \mathbf{D}(\mathbf{E})$ and $\mathbf{B} = \mathbf{B}(\mathbf{H})$ are single-valued nonlinear functions.

If such a field is excited by sine-sources of frequencies f_1, f_2, the field vectors ($\mathbf{D}$, $\mathbf{E}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{H}$) will be double periodic containing harmonics of frequencies $f_{p,q} = pf_1 + qf_2$, ($p, q = -\infty, \ldots -1, 0, 1, \ldots \infty$)[1]). In the absence of hereditary phenomena the dependence between the vectors $\mathbf{D}$, $\mathbf{E}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{H}$, as well as between each vector and the derivative or the integral of any order of any other vector, is single-valued. Under these conditions, by substituting successively into (22_1): a) $\underline{\mathbf{F}}_{p,q} = \frac{1}{2}\underline{\mathbf{D}}_{p,q} = \frac{1}{2}\varepsilon_{p,q}\,\underline{\mathbf{E}}_{p,q}$, $\mathbf{M}_{p,q} = \underline{\mathbf{E}}_{p,q}$;

b) $\underline{\mathbf{F}}_{p,q} = \frac{1}{2}\underline{\mathbf{B}}_{p,q} = \frac{1}{2}\mu_{p,q}\,\underline{\mathbf{H}}_{p,q}$, $\underline{\mathbf{M}}_{p,q} = \underline{\mathbf{H}}_{p,q}$ one obtains the relations :

---

[1]) This property of nonlinear electromagnetic fields, also used in [4], will be justified in detail in another paper.

$$(25)\qquad \sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\left(\frac{1}{2}\varepsilon_{p,q}E_{p,q}^{2}\right)}{p\omega_1+q\omega_2}=\sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{pw_{e_{p,q}}}{p\omega_1+q\omega_2}=0,$$

respectively :

$$(26)\qquad \sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\left(\frac{1}{2}\mu_{p,q}H_{p,q}^{2}\right)}{p\omega_1+q\omega_2}=\sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{pw_{m_{p,q}}}{p\omega_1+q\omega_2}=0,$$

where $w_{e_{p,q}}$ represents the space density of the energy stored in the electric field of the harmonics of order p, q and $w_{m_{p,q}}$ is the space density of the energy stored in the magnetic field of the same harmonics.

Also, if $\underline{\mathbf{F}}_{p,q}=\underline{\mathbf{E}}_{p,q}$, $\underline{\mathbf{M}}_{p,q}=\underline{\mathbf{H}}_{p,q}$ are substituted in (23_1) it results :

$$(27)\qquad \sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\mathcal{R}e\left(\underline{\mathbf{E}}_{p,q}\times\underline{\mathbf{H}}^{*}_{p,q}\right)}{p\omega_1+q\omega_2}=\sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\mathcal{R}e\left(\underline{\mathbf{s}}_{p,q}\right)}{p\omega_1+q\omega_2}=0,$$

where $\underline{\mathbf{s}}_{p,q}$ is the complex expression of P o y n t i n g's vector corresponding to the harmonics of order p, q.

Finally, by substituting into (23_1) $\underline{\mathbf{F}}_{p,q}=\underline{\mathbf{D}}_{p,q}$, $\underline{\mathbf{M}}_{p,q}=\underline{\mathbf{B}}_{p,q}$, the following relation is established :

$$(28)\qquad \sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\mathcal{R}e\left(\underline{\mathbf{D}}_{p,q}\times\underline{\mathbf{B}}^{*}_{p,q}\right)}{p\omega_1+q\omega_2}=\sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=-\infty}^{\infty}\frac{p\mathcal{R}e\left(\underline{\mathbf{g}}_{p,q}\right)}{p\omega_1+q\omega_2}=0,$$

where $\underline{\mathbf{g}}_{p,q}$ is the complex expression of the space density of the electromagnetic impulse [5], corresponding to the harmonics of order p, q.

Without entering into details it can also be shown that the real parts of the complex expressions of the space densities of electric and magnetic forces as well as those of the electric and magnetic stress-tensors satisfy, under the mentioned conditions, relations of the same type.

The relations which have been established in § 2 can also be advantageously used in L o r e n t z's theory of electromagnetic field, particularly in the study of parametric processes in UHF electronic devices [6]. In this way we can rediscover, for example, the kinetic power theorem for parametric electron beams [7], [8]. Generalizations of this theorem will be given in a next paper.

4. Conclusions

1. Any pair of scalar or vectorial functions, double-periodic w. r. t. the same independent scalar variable and of the same periods, satisfy relations of the type (20)...(23), called generalized M a n l e y - R o w e re-

lations, provided that between the two functions a single-valued dependence exists.

2. These relations allow the obtaining of very important results relating to the energy balance or the Maxwell's stresses in double-periodic electromagnetic fields evolving in nondissipative, nonlinear media. In this way it is proved that the real parts of the complex expressions of: a) the space density of the energy stored in the electric field, b) the space density of the energy stored in the magnetic field, c) Poynting's vector, d) the space density of the electromagnetic impulse, e) the space density of the electromagnetic force, f) the tensor of magnetic and electric stresses, satisfy, in such fields, relations of Manley-Rowe type.

Received, November 18, 1971

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrical
Engineering and Electrical Measurements

REFERENCES

1. Тафт В.А., *Электрические цепи с переменными параметрами.* Изд. „Энергия", М., 1968.
2. Толстов Г.П., *Ряды Фурье.* ЛИТТЛ, М. – Л., 1951, гл. **VII.**
3. Manley J. W., Rowe H. E., *Some General Properties of Nonlinear Elements. I. General Energy Relations.* Proceed. of the I. R. E., **44**, 7, 904–913 (1956).
4. Rosman H., *On the Manley-Rowe Relations in Electromagnetic Field.* Bul. Inst. polit. Iaşi, **XVII (XX)**, *1–2*, s. III, 1–8 (1971).
5. Stratton J. A., *Electromagnetic Theory.* Mc Graw Hill, N. Y., 1941.
6. Лопухин В.М., Магалинский В. Б., Мартынов В.П., Рошаль А.С., *Шумы и параметрические явления в электронных приборов сверхвысоких частот.* Изд. „Наука", М., 1966.
7. Haus H. A., *The Kinetic Power Theorem for Parametric Longitudinal Electron Beam Amplifiers.* I. R. E., Trans. ED, **5**, 225 (1958).
8. Pierce J. R., *Use of the Principles of Conservation of Energy and Momentum in Connection with the Operation of Wave-type Parametric Amplifiers.* J. Appl. Phys., **30**, 1341 (1951).

RELAŢII DE TIP MANLEY-ROWE GENERALIZATE

(Rezumat)

Orice pereche de funcţii, scalare sau vectoriale, dublu-periodice în raport cu o aceeaşi variabilă independentă scalară, şi de aceleaşi perioade, satisfac relaţii de tipul (20)...(23), numite relaţii de tip Manley-Rowe generalizate, dacă între cele două funcţii există o dependenţă univocă.

Aceste relaţii permit obţinerea unor rezultate deosebit de importante, relative la regimul energetic sau tensiunile maxwelliene în cîmpuri electromagnetice dublu-periodice care evoluează în medii neliniare nedisipative. În acest mod se dovedeşte că părţile reale ale expresiilor complexe ale: a) densităţii volumetrice a energiei înmagazinate în cîmpul electric, b) densităţii volumetrice a energiei înmagazinate în cîmpul magnetic, c) vectorului Poynting, d) densităţii volumetrice a impulsului electromagnetic, e) densităţii volumetrice a forţei ponderomotoare electrice, f) densităţii volumetrice a forţei ponderomotoare magnetice, g) tensorului tensiunilor magnetice, h) tensorului tensiunilor electrice, satisfac, în astfel de cîmpuri, relaţii de tip Manley-Rowe.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.314.263

ON THE SYNTHESIS OF SINGLE-PHASE ODD INTEGER MAGNETIC FREQUENCY MULTIPLIERS

BY

SAVEL MITREA

1. Introduction

As it has been shown in [1]...[3], the transfer characteristics of single-phase static frequency multipliers are described by Tchebysheff's polynomials of first species. Thus, according to E. Philippow [2], the transfer characteristics of the well known single-phase magnetic frequency doublers and triplers are described approximately by Tchebyshff's polynomials of second and third degree respectively.

Tchebysheff's polynomials of first species may be written in trigonometric form

$$T_n(x) = \cos (n \arccos x), \tag{1}$$

or in algebraic form

$$T_n(x) = \frac{1}{2}[(x + \sqrt{x^2 - 1})^n + (x - \sqrt{x^2 - 1})^n], \tag{2}$$

where n is the degree of polynomial.

By putting $x = \cos \omega t$ in (1) or (2), from now on called input signal, one gets an output signal $z = \cos n\omega t$. One can see from this relation that n also represents output to input frequency ratio.

It has been stated in [3] that magnetic frequency multipliers can be synthesized by using Tchebysheff's polynomials but the author does not go further. A further step is made in [4], where a method of constructing single-phase odd magnetic frequency multipliers with frequency ratio greater than three is developed.

In the present paper an attempt is made to generalize, theoretically, the synthesis of odd magnetic frequency multipliers by making use of odd Tchebysheff's ploynomials written in algebraic form. Experimental results are given as well.

2. Theoretical Approach

By making in (2) $n = 3, 5, 7, \ldots$, one obtains the following set of polynomials :

$$(3)\qquad \begin{cases} T_3(x) = 4x^3 - 3x, \\ T_5(x) = 16x^5 - 20x^3 + 5x, \\ T_7(x) = 64x^7 - 112x^5 + 56x^3 - 7x, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \end{cases}$$

One may see from the above that in order to synthesize frequency multipliers, circuit elements with nonlinear characteristics of the form

$$(4)\qquad y = x^m$$

are required.

Magnetic characteristics of nonlinear reactors can be expressed in terms of core-cross-section magnetic flux, Φ, and input-signal-winding magnetomotive force, θ. Since either Φ or θ may constitute a sinusoidal input signal then (4) takes on the following two forms :

$$(5\text{ a})\qquad \Phi = \theta^m \text{ — for sine-current input signal,}$$

$$(5\text{ b})\qquad \theta = \Phi^m \text{ — for sine-flux input signal.}$$

Piece-wise linear characteristics of this sort may be obtained by using the method given in [5]. In this case filters must be used, for, the output signal will contain higher harmonics.

Consider now the flux linkage of the secondary winding of a reactor having characteristic (5 a) :

$$(6)\qquad \psi = N_s(N_p I_m)^m x^m,$$

where : $x = \cos \omega t$, I_m — amplitude of sine-current input signal, N_p — number of turns of primary winding, N_s — number of turns of secondary winding, m — positive odd integer.

By using (6) we can write :

$$(7)\qquad \begin{cases} F_3(x) = N_{33}(N_p I_m)^3 x^3 + N_{31}(N_p I_m)x, \\ F_5(x) = N_{55}(N_p I_m)^5 x^5 + N_{53}(N_p I_m)^3 x^3 + N_{51}(NI_m)x, \\ F_7(x) = N_{77}(N_p I_m)^7 x^7 + N_{75}(N_p I_m)^5 x^5 + N_{73}(N_p I_m)^3 x^3 + N_{71}(N_p I_m)x, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \end{cases}$$

Polynomials (7) are now identified with polynomials (3) that have been multiplied by coefficient β_n in order to establish the amplitude of output signal. Equating the coefficients one gets :

$$(8)\qquad N_{33}(N_p I_m)^3 = 4\beta_3,\ N_{31}(N_p I_m) = -3\beta_3, \ldots, N_{71}(N_p I_m) = -7\beta_7.$$

Having chosen N_p, I_m, β_n, the number of secondary turns are computed from (8). The sign plus or minus indicates an additional or differential magnetic coupling of secondary to primary windings.

The schematic diagram of an odd integer magnetic frequency multiplier, synthesized after the afore developed technique, is presented in Fig. 1. The primary windings have the same number of turns, N_p, and are series connected. The secondary windings, whose number of turns are computed from (8), are also series additionally or differentially connected according to the signs resulted from the above mentioned relationships.

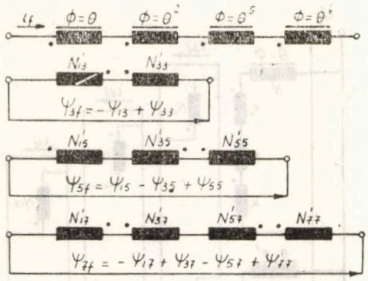


Fig. 1. — Sine-current-supplied magnetic frequency multiplier

Frequency multipliers using nonlinear reactors having characteristics of the form (5 b) can be synthesized in a similar manner. In this case, the reactor output signals are currents and their algebraic summation has to be done accordingly.

By substituting in (5 b), $\Phi = \Phi_m \cos \omega t$ (with $\cos \omega t = x$) and $\theta = Ni$, one gets for the current, the expression :

$$i = \frac{\Phi_m^m}{N} x^m. \tag{9}$$

By connecting in series with the reactor a current transformer, whose primary and secondary windings have N_p and N_s turns respectively, we get for the secondary current :

$$i' = \frac{N_p \Phi_m^m}{N_s N} x^m. \tag{10}$$

We now write the following polynomials :

$$
(11)\quad \begin{cases} F_3(x) = \dfrac{N_3\Phi_m^3}{N_{33}N}x^3 + \dfrac{N_1\Phi_m}{N_{13}N}x, \\ F_5(x) = \dfrac{N_5\Phi_m^5}{N_{55}N}x^5 + \dfrac{N_3\Phi_m^3}{N_{35}N}x^3 + \dfrac{N_1\Phi_m}{N_{15}N}x, \\ F_7(x) = \dfrac{N_7\Phi_m^7}{N_{77}N}x^7 + \dfrac{N_7\Phi_m^5}{N_{57}N}x^5 + \dfrac{N_3\Phi_m}{N_{37}N}x^3 + \dfrac{N_1\Phi_m}{N_{17}N}x, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \end{cases}
$$

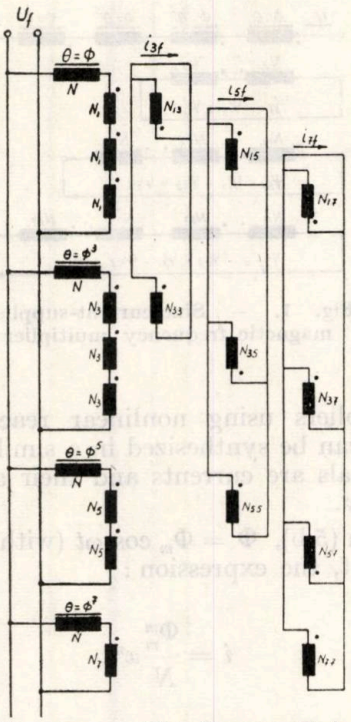


Fig. 2. — Sine-flux-supplied magnetic frequency multiplier.

Identifying (11) with (3), the latter multiplied by β_n, we get:

$$
(12)\qquad \frac{N_3\Phi_m^3}{N_{33}N} = 4\beta_3,\quad \frac{N_1\Phi_m}{N_{13}N}x = -3\beta_3,\ldots,\quad \frac{N_1\Phi_m}{N_{17}N} = -7\beta_7.
$$

Having established Φ_m, N, N_p, β_n, the number of turns of the secondary windings are computed from (12).

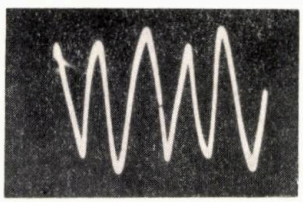


Fig. 3. — The output signal waveform of the experimental sine-flux-supplied magnetic frequency quintupler.

Fig. 4. — The transfer characteristic of the experimental sine-flux-supplied magnetic frequency quintupler.

Fig. 2 shows a frequency multiplier made up of nonlinear reactors having characteristics of the form (5 b) and series connected current transformers for the algebraic summation of output signals.

It should be noted that both frequency multipliers, represented in Fig. 1 and Fig. 2, have, in theory, sinusoidal output signals in no load conditions only. The load current circulating through secondary windings, in the first case, and the voltage drop across the load, in the second case, cause the occurrence of other harmonics due to the interaction between output and input loops.

3. Experimental

In order to prove the feasibility of frequency multipliers by using Tchebysheff's polynomials in algebraic form, a magnetic frequency quintupler has been constructed by the author. The diagram of the quintupler is obtained from that shown in Fig. 2, if the components not belonging to frequency quintuplation are removed.

The required approximate characteristics have been obtained by using the following means:

a) $\theta = \Phi$ — silicon-iron core reactor with air gap;

b) $\theta = \Phi^3$ — silicon-iron core reactor with air gap series connected with silicon-iron core reactor, as in [6, p. 180];

c) $\theta = \Phi^5$ — silicon-iron core reactor.

The output signal waveform, corresponding to a period of 50 c/s input signal, is shown in Fig. 3.

The transfer characteristic, input flux versus output current, representing approximately a fifth degree Tchebysheff polynomial, is shown in Fig. 4.

Received, September 22, 1971

Polytechnic Institute of Jassy,
Department of Electrical Engineering
and Electrical Measurements

REFERENCES

1. Duinker S., *General Properties of Frequency-Converting Networks.* Philips Res. Rep., **13** (1958).
2. Philippow E., *Nichtlineare Elektrotechnik.* Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig, 1963.
3. Müller K., *Einphasige harmonische Frequenzvervielfachung mit optimalen Vervielfacherkennlinien.* Wiss. Ztschr. der Elektrot., **13**, 17–43 (1969).
4. Savin G., Mitrea S., Zitron N., *Single-phase Ferromagnetic Frequency Multiplier with Odd Multiplication Factor.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XV (XIX), *1–2* (1969).
5. Боголюбов В.Е., *О колебания в феррорезонансных цепи ступенчатой характеристикой нелинейности.* М.Э.И., М., 1967.
6. Hayashy C., *Nonlinear Oscillations in Physical Systems.* McGraw-Hill Book Company, New-York, 1964.

ASUPRA SINTEZEI MULTIPLICATOARELOR DE FRECVENȚĂ IMPARE MONOFAZATE, MAGNETICE, STATICE

(Rezumat)

Se abordează sinteza acestor dispozitive utilizînd polinoamele C e b î ș e v în forma algebrică. Pentru a verifica teoria se construiește un cvintuplor de frecvență, prezentîndu-se forma de undă a semnalului de ieșire precum și caracteristica de transfer care reprezintă aproximativ un polinom C e b î ș e v de gradul 5.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 538.521; 621.317.4

DETERMINAREA TENSIUNII ELECTROMOTOARE INDUSE ÎNTR-O BOBINĂ SONDĂ ÎN CAZUL EFECTULUI PROCOPIU *)

DE

FLORENTINA TRIFAN

1. Introducere

Efectul Procopiu a fost supus unei analize multilaterale, atît în România cît și peste hotare, în aceeași măsură pentru materiale feromagnetice nesolicitate din punct de vedere mecanic, cît și pentru cele solicitate mecanic. La noi în țară s-au ocupat de această problemă colectivele de cercetare de la Universitatea din Iași, conduse de acad. Șt. Procopiu [2]...[4] și cele de la Universitatea din Timișoara, îndrumate de prof. Al. Cișman [5], [6].

Cercetările inițiate de aceste colective au lămurit un mare număr de aspecte ale efectelor magnetoelastice, așa cum sînt : efectul Barkhausen circular, efectul Matteucci longitudinal, efectul Matteucci circular etc.

O expresie exactă a tensiunii electromotoare induse prin efect Procopiu nu a fost încă stabilită, ea fiind în general foarte dificil de găsit. În anumite ipoteze simplificatoare o astfel de expresie a fost obținută de prof. Gh. Vasiliu [7], folosind teorema lui Leblanc.

M. A. Rozenblat [1] studiază cazul general de interacțiune a două cîmpuri ortogonale de frecvențe diferite și calculează inducția magnetică rezultantă utilizînd dezvoltarea în serii Fourier a mărimilor reprezentative. Prin particularizare, acest procedeu poate fi aplicat și în cazul efectului Procopiu, pentru calculul inducției magnetice.

În cele ce urmează se determină expresia exactă și generalizată a t.e.m. induse într-o bobină sondă, prin efect Procopiu, utilizînd legea inducției electromagnetice.

---

*) Prezentată la sesiunea științifică a Institutului politehnic din Iași, din 2–4 iulie 1970.

2. Calculul t. e. m. în cazul cînd mediul prin care se închid liniile de cîmp este aerul

Dacă se consideră o pereche de cîmpuri ortogonale, din care unul este produs de un curent alternativ $i = I_{max} \sin \omega t$ care circulă printr-un fir conductor neferomagnetic, filiform, rectiliniu, și un al doilea cîmp, produs de un solenoid filiform, parcurs de un curent continuu I, atunci într-un al treilea circuit electric, care constituie bobina sondă, nu se va induce nici o t. e. m. atîta timp cît mediul prin care se închid liniile de cîmp nu este feromagnetic.

Într-adevăr dacă se consideră o spiră care circumscrie aria A și aparține bobinei sondă (fig. 1), iar în unul din punctele conturului ei se aplică forma locală a legii inducției electromagnetice se obține :

$$\text{(1)} \qquad \text{rot } \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}.$$

Integrînd ecuația (1) pe suprafața de arie A, se obține t. e. m. indusă static :

$$\text{(2)} \qquad \iint_A \text{rot } \mathbf{E}\, d\mathbf{A} = -\iint_A \frac{\partial B}{\partial t}\, d\mathbf{A} = \int_{l(A)} \mathbf{E}\, d\mathbf{l} = e.$$

Bobina fiind situată în aer $\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}$ și deci

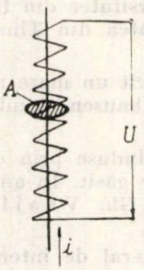


Fig. 1

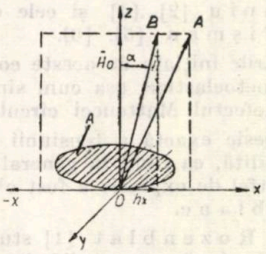


Fig. 2

$$\text{(3)} \qquad e = -\mu_0 \iint_A \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}\, d\mathbf{A},$$

în care $\mathbf{H}$ reprezintă intensitatea cîmpului magnetic rezultant în punctul respectiv (fig. 2). $\mathbf{H}_0$ se calculează aproximativ cu relația :

$$\text{(4)} \qquad \mathbf{H}_0 = \frac{N_1 I}{l} \mathbf{k},$$

unde N_1 reprezintă numărul de spire al solenoidului circular drept, parcurs de curentul I.

Se observă că modulul vectorului **H** este dat de :

$$H = \sqrt{H_0^2 + H_{\max}^2 \sin^2 \omega t}. \tag{5}$$

Cele două componente ale cîmpului rezultant sînt perpendiculare, componenta pe axa z rămînînd constantă ca mărime, în timp ce componenta pe axa x variază în timp după o lege sinusoidală. Atunci cînd componenta h_x variază, extremitatea vectorului **H** descrie în planul xOz semidreapta AB.

Știind că

$$\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial t}\mathbf{i} + \frac{\partial H_y}{\partial t}\mathbf{j} + \frac{\partial H_z}{\partial t}\mathbf{k}, \tag{6}$$

rezultă

$$\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial t}\mathbf{i} + \frac{\partial H_z}{\partial t}\mathbf{k} = \frac{\partial H}{\partial t}\mathbf{n}^0, \tag{7}$$

deoarece $(\partial H_y/\partial t)\mathbf{j} = 0$. Aici $\mathbf{n}^0$ reprezintă versorul tangentei la curba descrisă de **H**.

Pentru t. e. m. indusă se obține în cele din urmă expresia :

$$e = -\mu_0 \iint_A \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \mathrm{d}\mathbf{A}\, \mathbf{n}^0 = 0. \tag{8}$$

Așa cum era de așteptat, datorită faptului că variația lui **H** are loc în planul spirelor bobinei sondă, iar mediul prin care se închid liniile de cîmp este liniar, nu se produce nici un fenomen de inducție electromagnetică.

3. Calculul t. e. m. în cazul în care mediul prin care se închid liniile de cîmp este feromagnetic

Dacă circuitul magnetic al liniilor de cîmp este deschis, ca în cazul de față (fig. 3), atunci mediul feromagnetic respectiv poate fi considerat ca fiind omogen dar neliniar. În aceste condiții :

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}), \tag{9}$$

unde : **H** — intensitatea cîmpului magnetic rezultant, **M** — magnetizația mediului respectiv.

T. e. m. indusă static, dată de relația (2), devine în cazul de față

$$e = -\mu_0 \iint_A \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \mathrm{d}\mathbf{A} - \mu_0 \iint_A \frac{\partial \mathbf{M}}{\partial t} \mathrm{d}\mathbf{A}. \tag{10}$$

Rezultă două componente pentru t. e. m. indusă :

$$(11) \qquad e_1 = -\mu_0 \iint_A \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \, d\mathbf{A} \quad \text{şi} \quad e_2 = -\mu_0 \iint_A \frac{\partial \mathbf{M}}{\partial t} \, d\mathbf{A}.$$

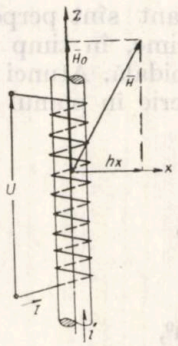


Fig. 3

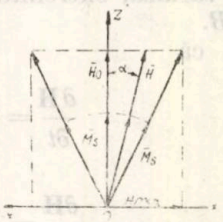


Fig. 4

Aşa cum s-a arătat în § 2 componenta e_1 este totdeauna nulă din cauză că variaţia lui **H** are loc în planul bobinei sondă. Rezultă deci că t. e. m. are doar o singură componentă, şi anume cea care rezultă din variaţia magnetizaţiei în timp :

$$(12) \qquad e = e_2 = -\mu_0 \iint_A \frac{\partial \mathbf{M}}{\partial t} \, d\mathbf{A}.$$

Problema care se pune în continuare este cea a determinării variaţiei în timp a magnetizaţiei **M**. Din studiile întreprinse de numeroşi cercetători, români şi străini, [2], [4], [5], [8], rezultă că în straturile subţiri feromagnetice, aşa cum se consideră în cazul de faţă, magnetizaţia variază numai printr-un proces de rotaţie, fără a se modifica ca mărime (fig. 4).

Presupunînd că $\mathbf{H}_0$ este suficient de mare materialul feromagnetic prezintă la saturaţie magnetizaţia $\mathbf{M}_s$, totdeauna aproximativ omoparalelă cu **H**, în procesul de variaţie a acestuia, avînd însă o amplitudine constantă. Prin urmare la variaţia lui **H** extremitatea vectorului $\mathbf{M}_s$ va descrie drept loc geometric un arc de cerc. S-a admis astfel implicit că se neglijează vîscozitatea magnetică, care este la saturaţie redusă. În aceste condiţii

$$(13) \qquad \mathbf{M}_s = M_{sx}\mathbf{i} + M_{sz}\mathbf{k}, \quad \text{cu} \quad M_{sx} = M_s \sin\alpha, \; M_{sz} = M_s \cos\alpha,$$

şi deci

$$(14) \qquad \frac{\partial \mathbf{M}}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t}(M_s \sin\alpha)\mathbf{i} + \frac{\partial}{\partial t}(M_s \cos\alpha)\mathbf{k}.$$

Se observă că componenta pe direcția x nu va induce nici o t. e. m. în bobina sondă, deoarece variația acestei componente are loc în planul spirelor bobinei. Deci t. e.m. indusă în bobina sondă va fi:

$$e = -\mu_0 \iint_A \frac{\partial}{\partial t}(M_s \cos\alpha)\mathbf{k}\,d\mathbf{A} = -\mu_0 NA \frac{\partial}{\partial t}(M_s \cos\alpha). \tag{15}$$

Dar

$$\cos\alpha = \frac{H_0}{H} = \frac{H_0}{\sqrt{H_0^2 + H_{max}^2 \sin^2\omega t}},$$

încît

$$e = -\mu_0 NA \frac{\partial}{\partial t}\left[M_s \frac{H_0}{\sqrt{H_0^2 + H_{max}^2 \sin^2\omega t}}\right], \tag{16}$$

sau în definitiv

$$e = \frac{\mu_0}{2} NAM_s H_{max}^2 \omega \frac{H_0 \sin 2\omega t}{(H_0^2 + H_{max}^2 \sin^2\omega t)^{3/2}}. \tag{17}$$

Pentru diferite valori ale lui ωt curba de variație a t. e. m. are forma indicată în fig. 5.

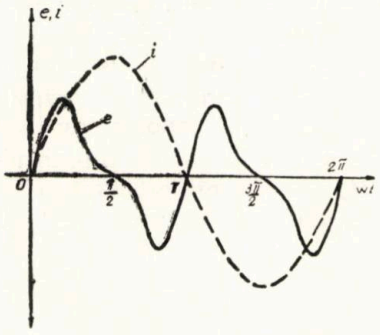


Fig. 5

Se observă că t. e. m. obținută variază cu o frecvență dublă față de aceea a curentului care a generat cîmpul magnetic variabil, fapt care este în concordanță cu practica și cu toate cercetările efectuate pînă în prezent.

Se mai constată de asemenea că t. e. m. indusă va fi cu atît mai mare cu cît raportul H_0/H_{max} este mai mic, dar cu condiția ca H_0 să rămînă suficient de mare pentru a se asigura saturația mediului feromagnetic.

Funcție de mărimea acestui raport se poate întreprinde și un studiu al maximului acestei funcții. Anulînd derivata funcției se obține:

$$(18)\quad \frac{\partial e}{\partial t} = k\,\frac{4\cos 2\omega t\left[H_0^2 + \dfrac{H_{max}^2}{2}(1-\cos 2\,\omega t)\right] - 3H_{max}^2\sin^2 2\omega t}{(H_0^2 + H_{max}^2\sin^2\omega t)^3} = 0.$$

Rezultă o ecuație de gradul II în $\cos 2\omega t$:

$$(19)\quad H_{max}^2\cos^2 2\omega t + 4\left(H_0^2 + \frac{H_{max}^2}{2}\right)\cos 2\omega t - 3H_{max}^2 = 0,$$

cu rădăcinile

$$(20)\quad \omega t = \frac{1}{2}\arccos\left[-\frac{2H_0^2}{H_{max}^2} - 1 + \sqrt{\left(\frac{2H_0^2}{H_{max}^2}+1\right)^2+3}\right].$$

Cu cît raportul H_0/H_{max} crește, cu atît $\cos\omega t$ scade, deci ωt crește apropiindu-se de $\pi/2$.

Integrînd grafic curba t. e. m. se obține curba de variație a fluxului magnetic.

4. Concluzii

1. Folosind legea inducției electromagnetice în ipoteza că conductoarele sînt imobile, s-a stabilit o relație care stabilește legătura dintre t. e. m. indusă și variația magnetizației mediului respectiv.

2. În cazul în care mediul prin care se închid liniile de cîmp nu prezintă magnetizație nu are loc nici un fenomen de inducție electromagnetică.

3. Pentru a se obține o t. e. m. de amplitudine cît mai mare este necesar ca raportul H_0/H_{max} să fie cît mai mic, respectîndu-se însă condiția ca H_0 să fie suficient de mare pentru a se asigura în permanență saturația.

Primită la 17 mai 1971

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electrotehnică și măsuri electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Розенблат М.А., *Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники.* Изд. Наука, М., 1966.
2. Procopiu Șt., Viscrian I., St. și cerc. șt., Acad. R. P. R., filiala Iași, Fiz. și șt. tehn., **XIV**, 13 (1963).
3. Procopiu Șt., Viscrian I., St. și cerc. șt., Acad. R. P. R., filiala Iași, Fiz. și șt. tehn., XIV, 307 (1963).
4. Sorohan M., St. și cerc șt., Acad. R. P. R., filiala Iași, Fiz. și șt. tehn., X, 211 (1959).
5. Cișman A. și colab., *Fenomene fizice în metale feromagnetice solicitate.* Ed. Acad. R. S. R., Buc., 1970.

6. Rotenstein B. P. şi colab., Phys. Stat. Sol., **21**, 601 (1967).
7. Vasiliu Gh., Bul. Inst. polit. Iaşi, **XIV**, *3–4*, 329 (1969).
8. Marie G., Acta Electronica, **VIII**, *1* (1964).

DÉTERMINATION DE LA T. É. M. INDUITE DANS UNE BOBINE SONDE DANS LE CAS DE L'EFFET PROCOPIU

(Résumé)

On présente une méthode de calcul de la t. é. m. induite dans une bobine par l'effet Procopiu. Dans ce cas le champ magnétique résultant est constitué par deux champs perpendiculaires, l'un constant, longitudinal, et l'autre transversal, variable, en fonction du temps.

En appliquant la loi de l'induction électromagnétique, on trouve pour la t. é. m. induite l'expression :

$$e = k \frac{\sin 2\omega t}{(H_0^2 + H_{max}^2 \sin^2 \omega t)^{3/2}}.$$

Cette expression concorde d'une manière satisfaisante avec les résultats expérimentaux. Elle peut fournir aussi la posibilité de modéler le signal réponse (la t. é. m. induite) en modifiant le rapport H_0/H_{max} si l'on réalise la saturation magnétique du matériel.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 538.551.25; 621.314.263

EINIGE BEITRÄGE ZUR FREQUENZVERVIELFACHUNG DURCH VIELFACHE FERRORESONANZ *)

VON

NORBERT ZITRON und M. ANTONESCU

1. Vorwort

Die vielfachen Ferroresonanzkreise die nichtlinearen gesteuerten Spulen die in Reihe oder Parallel mit linearen Kondensatoren geschaltet sind, enthalten, wurden erst in den letzten Jahren analysiert [1]...[3]. In diesen Arbeiten ist die vielfache Ferroresonanz teilweise auf der Grundharmonische sowie auch auf den höheren Harmonischen und Subharmonischen studiert.

Ein interessantes Problem in der Untersuchung dieser Kreise bildet die harmonische Analyse der Spannung in den Ferroresonanzpunkten, bei den Reihenkreisen, oder des Stroms, bei den Parallelkreisen, Problem das bis jetzt nicht studiert wurde.

In vorliegender Arbeit werden, mit einer einfachen Methode, die Spannungsharmonischen in den Reihen vielfachen Ferroresonanzkreisen untersucht.

2. Harmonische Analyse der Spannung bei zweifachen Ferroresonanzkreisen

Der zweifache Ferroresonanzkreis besteht aus einer nichtlinearer gesteuerter Spule die in Reihe mit einem linearen Kondensator geschaltet ist. Abb. 1 zeigt die Schaltung des Kreises. Die Arbeitswicklungen der gesteuerten Spule sind in Reihe mit dem linearen Kondensator C und dem Widerstand R gebunden und von der sinusförmiger Stromquelle i gespeist. Nur mit so einer Speisung kann man die Ferroresonanzkennlinie punkt-

*) Mitteilung an der wissentschaftlichen Tagung der Technischen Hochschule Braşov, den 19—20. Februar 1971.

weise erhalten. Die Steuerungswicklungen, die mit den Arbeitswicklungen entkuppelt sind, werden an einer Gleichstromquelle E_0 geschaltet.

Es werden folgende Rechnungsvoraussetzungen gemacht:

a) Die Spulekennlinie wird, in erster Näherung, als eindeutig betrachtet und mit dem folgenden Ansatz:

$$\psi = a_1 i + a_3 i^3 - a_5 i^5, \tag{1}$$

wobei a_1, a_3 a_5 Annäherungskoeffizienten sind, approximierbar.

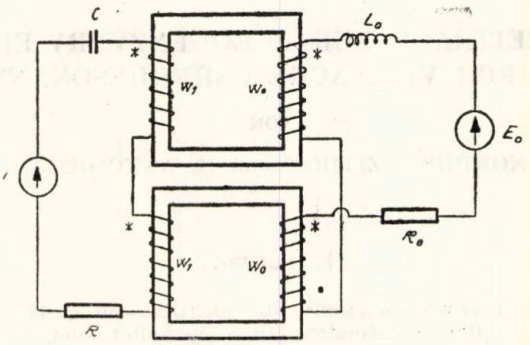


Abb. 1

b) Die ohmischen Widerstände der Wicklungen werden als R und R_0 betrachtet.

c) L_0 ist genug gross um die Arbeitsweise der nichtlinearer Spule im gezwungenen Magnetisierungsvorgang betrachten zu können.

d) Die Schaltung der sinusförmigen Stromquelle $i = I_m \cos \omega t$ findet bei $t = 0$ statt.

Man betrachtet also den Strom mit dem Ausdruck:

$$i = I_m \cos \omega t. \tag{2}$$

Falls man (2) in (1) einsetzt, erhält man nach einfache Umformugen:

$$\psi = \left(a_1 I_m + \frac{3}{4} a_3 I_m^3 - \frac{5}{8} a_5 I_m^5\right) \cos \omega t + \left(\frac{1}{4} a_3 I_m^3 - \frac{5}{16} a_5 I_m^5\right) \cos 3\omega t - \tag{3}$$
$$- \frac{1}{16} a_5 I_m^5 \cos 5\omega t.$$

Aus den Ausdruck (3) des Flusses ergibt sich leicht die Spannung bei den Arbeitswicklungsklemmen:

$$u_L = \frac{d\psi}{dt} = -\omega\left(a_1 I_m + \frac{3}{4} a_3 I_m^3 - \frac{5}{8} a_5 I_m^5\right)\sin \omega t - \tag{4}$$
$$- 3\omega\left(\frac{1}{4} a_3 I_m^3 - \frac{5}{16} a_5 I_m^5\right)\sin 3\omega t + \frac{5}{16}\omega a_5 I_m^5 \sin 5\omega t.$$

Die Spannung bei den Klemmen des Resonanzkreises hat den Ausdruck :

$$u = u_R + u_L + u_C = RI_m \cos \omega t + \left[\frac{I_m}{\omega C} - \omega\left(a_1 I_m + \frac{3}{4} a_3 I_m^3 - \frac{5}{8} a_5 I_m^5\right)\right]\sin \omega t - \tag{5}$$
$$- 3\omega\left(\frac{1}{4} a_3 I_m^3 - \frac{5}{16} a_5 I_m^5\right)\sin 3\omega t + \frac{5\omega}{16} a_5 I_m^5 \sin 5\omega t.$$

Die Ferroresonanz erhält man sobald :

$$\frac{I_m}{\omega C} - \omega\left(a_1 I_m + \frac{3}{4} a_3 I_m^3 - \frac{5}{8} a_5 I_m^5\right) = 0. \tag{6}$$

Aus der Gleichung (6) können die Werte von I_m für den zwei Ferroresonanzpunkten gerechnet werden :

$$\begin{cases} I_{m_I} = \sqrt{\dfrac{3}{5}\cdot\dfrac{a_3}{a_5} - \sqrt{\dfrac{9a_3^2}{25a_5^2} - \dfrac{8}{5a_5}\left(\dfrac{1}{C\omega^2} - a_1\right)}}, \\ I_{m_{II}} = \sqrt{\dfrac{3}{5}\cdot\dfrac{a_3}{a_5} + \sqrt{\dfrac{9a_3^2}{25a_5^2} - \dfrac{8}{5a_5}\left(\dfrac{1}{C\omega^2} - a_1\right)}}. \end{cases} \tag{7}$$

Die Ferroresonanzkennlinie des Kreises ist in Abb. 2 dargestellt.

Mit den Werten der Stromsamplituden in den Ferroresonanzpunkten kann man die Spannungen der verschiedenen Harmonischen bestimmen.

Im I-ten Ferroresonanzpunkt :

$$\begin{cases} U_{m_1} = RI_{m_I} = R\sqrt{\dfrac{3}{5}\cdot\dfrac{a_3}{a_5} - \sqrt{\dfrac{9a_3^2}{25a_5^2} - \dfrac{8}{5a_5}\left(\dfrac{1}{C\omega^2} - a_1\right)}}, \\ U_{m_3} = \dfrac{3\omega}{16} I_{m_I}^3\left[a_3 + 5a_5\sqrt{\dfrac{9a_3^2}{25a_5^2} - \dfrac{8}{5a_5}\left(\dfrac{1}{C\omega^2} - a_1\right)}\right], \\ U_{m_5} = \dfrac{5}{16}\omega a_5 I_{m_I}^5. \end{cases} \tag{8}$$

Im II-ten Ferroresonanzpunkt:

$$(9)\quad \begin{cases} U_{m_1} = RI_{mII} = R\sqrt{\dfrac{3}{5}\cdot\dfrac{a_3}{a_5} + \sqrt{\dfrac{9a_3^2}{25a_5^2} - \dfrac{8}{5a_5}\left(\dfrac{1}{C\omega^2} - a_1\right)}}, \\ U_{m_3} = \dfrac{3\omega}{16} I_{m_{II}}^3 \left[a_3 - 5a_5\sqrt{\dfrac{9a_3^2}{25a_5^2} - \dfrac{8}{5a_5}\left(\dfrac{1}{C\omega^2} - a_1\right)}\right], \\ U_{m_5} = \dfrac{5}{16}\omega a_5 I_{m_{II}}^5 . \end{cases}$$

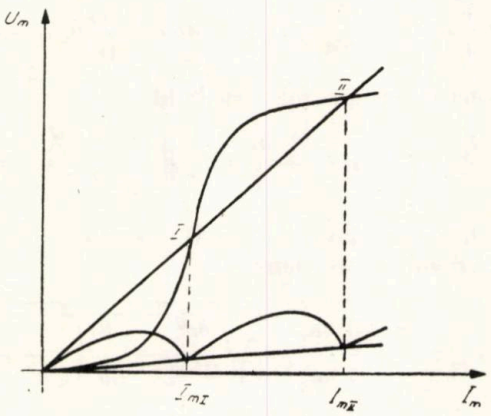


Abb. 2

Analytisches Beispiel:

$a_1 = 1{,}47$ H, $a_3 = 0{,}665 \cdot 10^5$ HA^{-2}, $a_5 = 1{,}77 \cdot 10^8$ HA^{-4}, $C = 1{,}7$ μF, $R = 13$ Ω;

$I_{m_I} = 10{,}98$ mA, $I_{m_{II}} = 18{,}1$ mA;

$$(\mathrm{I})\begin{cases} U_1 = 0{,}1428 \text{ V}, \\ U_3 = 12{,}4 \text{ V}, \\ U_5 = 2{,}8 \text{ V}; \end{cases} \qquad (\mathrm{II})\begin{cases} U_1 = 0{,}2355 \text{ V}, \\ U_3 = 9{,}25 \text{ V}, \\ U_5 = 34{,}5 \text{ V}. \end{cases}$$

Aus diesen Beziehungen folgt, dass die Amplitude der Grundharmonischen wesentlich von dem Widerstand R abhängig ist. Weil R klein ist, bleibt auch die Grundharmonische gering.

In erstem Ferroresonanzpunkt sind die dritte und fünfte Harmonischen vorhanden, die Amplitude der dritten ist aber viel grösser.

In zweitem Ferroresonanzpunkt sind ebenfalls die dritte und fünfte Harmonischen vorhanden, aber in diesen Fall ist die fünfte Harmonische überwiegend.

Man kann die Schlussfolgerung, dass in erstem Ferroresonanzpunkt die Spannung hauptsätzlich die dritte Harmonische und in zweitem Ferroresonanzpunkt die fünfte Harmonische enthält, ziehen.

3. Kernhysteresiseinfluss auf die Spannungsharmonischen in zweifachen Reihenferroresonanzkreisen

Im Falle, dass die Kernhysteresis betrachtet wird, kann die Magnetisierungskurve durch den Ansatz:

$$\psi = a_1 i + a_3 i^3 - a_5 i^5 + \frac{1}{\omega} \cdot \frac{a}{1+bI_m^2} \cdot \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}, \tag{10}$$

wobei $\psi_h = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{a}{1+bI_m^2} \cdot \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ den Hysteresisbeitrag [4] und a,b — Annäherungskoeffizienten sind, approximiert werden.

Wenn man jetzt den Ausdruck (2) berücksichtigt, folgt:

$$\psi_h = -\frac{aI_m}{1+bI_m^2} \sin \omega t \tag{11}$$

und also:

$$u_h = \frac{\mathrm{d}\psi_h}{\mathrm{d}t} = -\frac{a\omega I_m}{1+bI_m^2} \cos \omega t. \tag{12}$$

Setzt man (12) in (5) ein so ergibt sich:

$$\begin{aligned} u = &\left(RI_m - \frac{a\omega I_m}{1+bI_m^2}\right)\cos \omega t - \left[\frac{I_m}{\omega C} - \omega\left(a_1 I_m + \frac{3}{4} a_3 I_m^3 - \frac{5}{8} a_5 I_m^5\right)\right]\sin \omega t - \\ &-3\omega\left(\frac{1}{4} a_3 I_m^3 - \frac{5}{16} a_5 I_m^5\right)\sin 3\omega t + \frac{5}{16}\omega a_5 I_m^5 \sin 5\omega t. \end{aligned} \tag{13}$$

Aus (13) folgt, dass das Kernhysteresis nicht die höheren Harmonischen der Spannung sondern nur die Grundharmonische beeinflusst.

Analytisches Beispiel der Grundharmonischenänderung:

$$u_h = -\frac{2{,}54\omega I_m}{1 + 0{,}865 \cdot 10^3 I_m^2} \cos \omega t;$$

(I) $U_1 = 4{,}16$ V, (II) $U_1 = 3{,}57$ V.

4. Erfahrungsmässige Ergebnisse

Die Versuche führte man anhand von einer nichtlinearen Spule mit zwei gleiche Kerne aus Permalloy ($56 \times 47 \times 20 \times 0{,}2$ mm) auf welchen wurden die Wicklungen mit den Windungszahlen $n_1 = 600$, $n_0 = 200$ angeordnet.

Die Magnetisierungskennlinie kann durch den Ansatz:

$$\psi = 1{,}47\, i + 0{,}665 \cdot 10^5 i^3 - 1{,}77 \cdot 10^8 i^5 \tag{14}$$

approximiert werden, Approximierung die schon bei den analytischen Ergebnissen angewendet wurde. Die analytischen Ergebnisse beziehen sich gerade zu dem in den Versuchen benützte Kreis.

Die Spannungsoszillogramen in erstem (I_{m_I}) und in zweitem Ferroresonanzpunkt ($I_{m_{II}}$), für $I_0 = 25$ mA und $C = 1{,}7\,\mu$F, sind in Abb. 3 und Abb. 4 gezeigt.

Aus Abb. 3 und 4 folgt, dass in erstem Ferroresonanzpunkt die Spannung haupsätzlich die dritte Harmonische, während in zweitem Ferroresonanzpunkt die fünfte Harmonische enthält. Abb. 3 und 4 zeigen, dass ein zweifacher Ferroresonanzkreis, der in den Ferroresonanzpunkten arbeitet, kann man als ungerader Frequenzvervielfacher anwenden. So, in erstem Ferroresonanzpunkt arbeitet der Kreis als Frequenzverdreifachen und in zweitem arbeitet er als Frequenzverfünffacher.

5. Schlussfolgerungen

1. Es wird analytisch und erfahrungsmässig gezeigt, dass die Spannung an den Klemmen eines zweifachen Ferroresonanzkreises, der mit einem sinusförmigen Strom gespeist wird, hauptsätzlich in erstem Ferroresonanzpunkt die dritte und in zweitem die fünfte Harmonische enthält. Das ermöglicht die Anwendung des Kreises als Frequenzverdreifacher und betreffend als Frequenzverfünffacher.

2. Durch Verallgemeinerung, in einem vielfachen Ferroresonanzkreis wird die Spannung in n-tem Ferroresonanzpunkt hauptsätzlich die $2n + 1$ Harmonische enthalten, was die Anwendung des Kreises als Frequenzvervielfacher mit $2n + 1$ ermöglicht.

Eingegangen ann 5. September 1971

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektrotechnik und
Elektrische Messungen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Savin Gh., Simion E., Popescu I., *Circuits à double ferrorésonnance utilisant des bobines à noyaux ferromagnétiques magnetisées en courant continu.* RGÉ, 74, 5 (1965).

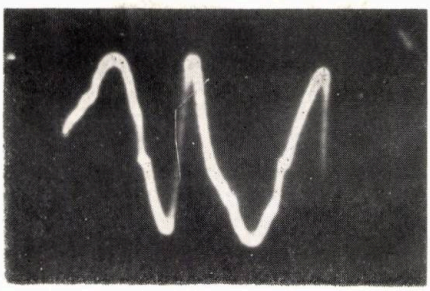


Abb. 3

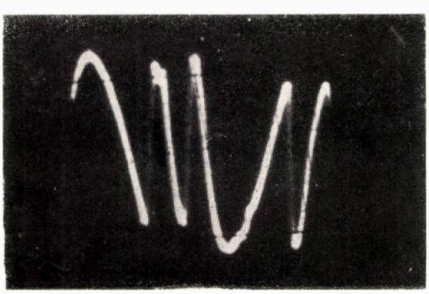


Abb. 4

2. Hayashi C., *Forced Oscillations in Physical Systems.* McGraw-Hill, N. Y., 1964.
3. Savin Gh., Mitrea S., Popescu I., Simion E., Zitron N., *Circuit ferrorésonnant multistable.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XIV (XVIII), *1—2* 341—346 (1968).
4. Hayashi C., *The Influence of Hysteresis on Nonlinear Resonance.* J. of the Franklin Institute, 281, *5*, 379—386 (1966).

CONTRIBUŢII LA STUDIUL MULTIPLICĂRII DE FRECVENŢĂ PRIN MULTIFERORezonanţă

(Rezumat)

Se dovedeşte analitic şi experimental că tensiunea la bornele unui circuit dublu-ferorezonant serie alimentat prin curent sinusoidal conţine în primul punct de ferorezonanţă în principal armonica a treia şi în al doilea punct de ferorezonanţă în principal armonica a cincia. Aceste observaţii fac posibilă utilizarea circuitului ca triplor, respectiv ca cvintuplor de frecvenţă.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.314.263

A NEW MULTI-PHASE-SUPPLIED FREQUENCY MULTIPLIER

BY

SAVEL MITREA

1. Frequency multiplication consists in generating periodic nonsinusoidal signals and separating the desired harmonics. Periodic nonsinusoidal signals which are symmetrical w. r. t. ordonate axis, contain even harmonics only. Such signals are obtained by aid of nonlinear devices with symmetrical-w. r. t.-ordonate-axis transfer or driving-point characteristics, excited with sinusoidal signals.

The simplest magnetic device having such transfer characteristic is the so called magnetic frequency doubler, constructed by M. J o l l y in 1911 [1, p. 190]. As a matter of fact, the output signal of frequency doubler contains, along with the double-frequency component, other higher even harmonics whose amplitudes decrease as the order of harmonics increases. Consequently, the magnetic frequency doubler may be regarded as a means to produce periodic signals that contain even harmonics only.

Another device having a symmetrical-w. r. t.-ordonate-axis characteristic is the bridge rectifier. If the input signal is $e_i = E \sin \omega t$ the expanded output signal has the form :

$$(1) \qquad e_{out} = \frac{2E}{\pi}\left(1 - \frac{2}{1.3}\cos 2\omega t - \frac{2}{3.5}\cos 4\omega t - \frac{2}{5.7}\cos 6\omega t - \frac{2}{7.9}\cos 8\omega t - \ldots\right).$$

Associated with filters, tuned on the second harmonic, and linear transformers for eliminating the d. c. component, rectifiers were used by J. Z e n n e c k in 1899, [1, p. 181], for frequency multiplication.

Filters may also be used associated with magnetic frequency doublers in order to separate higher harmonics but the output signal will have a periodically damped waveform due to the dissipations in output circuit [2, p. 10].

2. The most widespread technique for separating the desired harmonics, which avoids the damping of output signal, consists in exciting identical even-harmonic-generating devices with properly phase-shifted sinusoidal signals and adding the output signals. Thus, by making successively $\varphi = 0$, $\varphi = \pi/2$ in

$$(2) \qquad e_{out} = A_2 \cos 2(\omega t + \varphi) + A_4 \cos 4(\omega t + \varphi) + A_6 \cos 6(\omega t + \varphi) + A_8 \cos 8(\omega t + \varphi) + \ldots$$

and adding the two resulting expressions, one gets :

(3) $$\sum e_{out} = 2A_4 \cos 4\omega t + 2A_8 \cos 8\omega t + \ldots$$

If the amplitudes of the 8th, 12th,... harmonics are small, compared to the 4th one, the resulting signal (3) contains the 4th harmonic mainly.

The 6th harmonic, along with the 12th, 18th,..., can be obtained by successively putting in (2) $\varphi = 0$, $\varphi = 2\pi/3$, $\varphi = 4\pi/3$ and adding the three resulting expressions. Higher harmonics are obtained in a similar way.

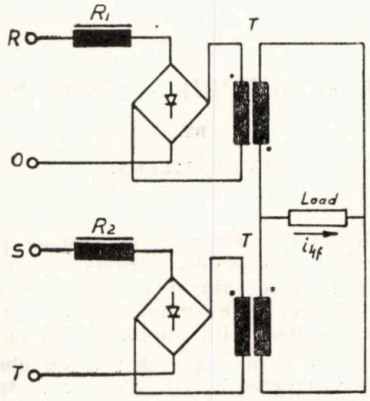


Fig. 1. — Two-phase-supplied frequency quadrupler.

As far as the author is informed, bridge rectifiers has not been used in multi-phase-supplied frequency multipliers. The reason seems to lie in the rapidly decreasing amplitude of higher harmonics, as one may see from (1). The aim of the present paper is to show that by properly shaping the input signal, before its rectification, the amplitude of a desired harmonic can be substantially increased as compared to the situation given by relationship (1). In order to attain this goal magnetic nonlinear reactors are series connected in the input loop of bridge rectifiers (s. Fig. 1).

3. Let us limit the investigation to the 4th harmonic, the conclusions being valid, qualitatively, for other higher harmonics. Assume that the bridge rectifier is loaded through a unit-transformation-ratio current transformer and the characteristics of reactors have the form

(4) $$\theta = \Phi^{n-1} |\Phi|,$$

where: $\theta = Ni$ — m. m. f., Φ — core-cross-section flux, n — even positive integer. If load impedance is small the transfer characteristic of an one-phase circuit from Fig. 1, i. e. output current versus input flux, becomes

(5) $$i = \frac{1}{N} \Phi^n,$$

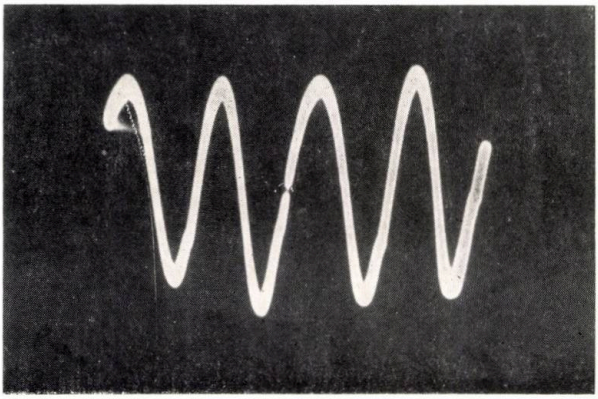


Fig. 2. — The output-signal waveform of the frequency quadrupler.

a symmetrical-w. r. t.-ordonate-axis characteristic. These assumptions makes the harmonic analysis of the output signal easy.

By making $\Phi = \Phi_m \cos \omega t$, Eq.(5) becomes :

$$i_n = \frac{\Phi_m^n}{2^{n-1}N}\left(\frac{1}{2}C_n^{\frac{n}{2}} + C_n^{\frac{n-2}{2}}\cos 2\omega t + C_n^{\frac{n-4}{2}}\cos 4\omega t + C_n^{\frac{n-6}{2}}\cos 6\omega t + \right.$$
$$\left. + C_n^{\frac{n-8}{2}}\cos 8\omega t + \ldots C_n^1 \cos(n-2)\omega t + C_n^0 \cos n\omega t\right). \tag{6}$$

If $n = 1$, i. e. the reactor is linear, then Eq. (4) becomes $i_1 = |\Phi|/N$. Substituting $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$, the output signal is obtained in the form (7), similar to (1), the constant current-component being eliminated by the transformer :

$$i_1 = -\frac{2\Phi_m}{\pi N}\left(\frac{2}{1\cdot 3}\cos 2\omega t + \frac{2}{3\cdot 5}\cos 4\omega t + \frac{2}{5\cdot 7}\cos 6\omega t + \frac{2}{7\cdot 9}\cos 8\omega t + \ldots\right). \tag{7}$$

Expressions (6) and (7) enable us to compare the amplitudes of harmonics having the same order. The 4th harmonic amplitude-ratio has the form :

$$\frac{A_{4_n}}{A_{4_1}} = \frac{15\pi\Phi_m^{n-1}C_n^{\frac{n-4}{2}}}{2^{n+1}}. \tag{8}$$

Approximate numerical values of (8), when $\Phi_m = 1$, have been computed for increasing n and tabulated in Table 1.

Table 1

n	2	4	6	8	10	12
A_{4_n}/A_{4_1}	0	1.5	2.2	2.5	2.7	2.8

If $\Phi_m > 1$, a substantial increase of A_{4_n}/A_{4_1}, as compared to the values given in Table 1, is obvious from (8). This advantage should be used with care since the ratio A_{8_n}/A_{4_n}, which depends on n only, increases along with n. Thus, for $n = 12$, $(A_{8_n}/A_{4_n})100 = 13{,}5$, which might be prohibitive in some cases.

4. From the before developed brief analysis it can be seen that nonlinear reactors associated with bridge rectifiers offer the possibility of constructing multi-phase even frequency multipliers different from those found in literature [1]...[3].

Fig. 1 shows the schematic diagram of a two-phase-supplied frequency quadrupler in order to prove the feasibility of such frequency multipliers. As shaping-signal devices, identical silicon-iron-core reactors, R_1 and R_2, have been used. The waveform of the output signal is presented in Fig. 2.

Received, September 22, 1971

Polytechnic Institute of Jassy,
Department of Electrical Engineering
and Electrical Measurements

REFERENCES

1. Geyger W. A., *Nonlinear-Magnetic Control Devices.* McGraw-Hill Book Comp., N.-Y., 1964.
2. Рожанский Л. Л., *Статические электромагнитные преобразователи частоты.* ГЭИ, М., 1959.
3. Бамдас А. М., *Ферромагнитные умножители частоты.* Изд. „Энергия", М., 1968

UN NOU MULTIPLICATOR DE FRECVENŢĂ CU ALIMENTARE POLIFAZATĂ

(Rezumat)

Se prezintă principiul de funcţionare al unui nou tip de multiplicator de frecvenţă par, utilizînd punţi redresoare pentru obţinerea armonicelor pare şi bobine cu miez de fier pentru mărirea amplitudinii acestora.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 538.23

TRASOR AL CICLULUI DE HISTEREZIS DINAMIC *)

DE

GH. VASILIU, PARASCHIVA HABA şi M. HABA

Cercetarea proprietăţilor materialelor feromagnetice a căpătat în ultima vreme o importanţă deosebită, avînd în vedere multitudinea domeniilor în care aceste materiale şi-au găsit o aplicaţie practică.

Printre numeroasele metode care permit determinarea proprietăţilor acestor materiale, funcţionînd în cîmp alternativ, cele de trasare a ciclului de histerezis ocupă un loc aparte.

Problema de bază în trasarea ciclului constă în măsurarea valorilor instantanee ale inducţiei magnetice B şi intensităţii cîmpului magnetic H şi determinarea relaţiei dintre ele, $B = f(H)$.

Dintre instalaţiile care servesc acestui scop sînt şi cele cu dispozitive redresoare [1]. Acestea, spre deosebire de tehnicile bazate pe oscilografierea ciclului de histerezis, prezintă marele avantaj că permit măsurarea directă şi rapidă a valorilor mărimilor caracteristice materialelor feromagnetice : inducţiile remanentă şi de saturaţie şi cîmpul coercitiv.

La trasoarele de ciclu de histerezis cu dispozitive de redresare, pentru determinarea inducţiei în miez ca şi a cîmpului de magnetizare se foloseşte metoda inductivă, cu ajutorul căreia fluxul alternativ din miez sau cîmpul alternativ de magnetizare se măsoară prin intermediul unor tensiuni electromotoare induse în înfăşurări cuplate mutual. Atît valoarea instantanee a fluxului cît şi cea maximă pot fi determinate pe baza valorii medii a tensiunii induse într-o bobină ce înlănţuie miezul probei (fig. 1).

Valoarea medie a tensiunii electromotoare corespunzătoare fazei α induse în înfăşurarea de pe miez avînd numărul de spire N_2, va fi :

$$E_{B\text{med}} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\pi} e_B \mathrm{d}\alpha, \quad \text{cu} \quad e_B = -N_2 \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}.$$

Dacă se efectuează calculele şi se ţine seama de simetria curbei fluxului se obţine :

$$E_{B\text{med}} = 4fN_2\Phi_\alpha.$$

Substituind $\Phi_\alpha = B_\alpha A$ rezultă expresia inducţiei în miez corespunzătoare fazei α:

*) Prezentată în sesiunea ştiinţifică a Institutului politehnic din Iaşi, 2–4 iulie 1970.

$$B_\alpha = \frac{E_{B\text{med}}}{4fN_2A},$$

în care f este frecvența rețelei și A — aria secțiunii miezului.

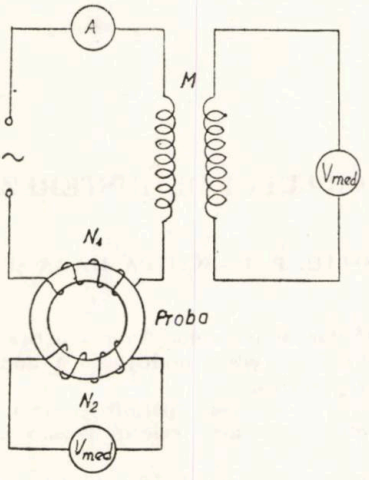


Fig. 1

Valoarea medie a tensiunii electromotoare corespunzătoare fazei α, indusă în înfășurarea secundară a transformatorului cu aer datorită inductivității mutuale M, va fi :

$$E_{H\text{med}} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\pi} e_H \mathrm{d}\alpha, \quad \text{unde} \quad e_H = -M\frac{\mathrm{di}}{\mathrm{d}t}.$$

După efectuarea calculelor, în care se are în vedere simetria curbei curentului, se obține :

$$E_{H\text{med}} = 4fMi_\alpha.$$

Dacă se scrie legea circuitului magnetic pentru miezul probei, $H_\alpha l_{\text{med}} = N_1 i_\alpha$, se obține intensitatea cîmpului magnetic corespunzător unghiului α :

$$H_\alpha = \frac{E_{H\text{med}} N_1}{4fMl_{\text{med}}},$$

în care l_{med} este lungimea medie a liniei de flux care se închide prin miez și N_1 — numărul de spire al bobinei de magnetizare a miezului.

Din expresiile lui B_α și H_α se observă că pentru diferite faze α pot fi obținute valorile instantanee ale inducției și ale cîmpului de magnetizare, dacă se măsoară valorile

medii ale tensiunilor electromotoare $E_{B_{med}}$ și $E_{H_{med}}$. Aceste tensiuni pot fi măsurate cu ajutorul unor circuite de redresare sensibile la fază, asociate cu un instrument de măsură magnetoelectric.

Circuitele de redresare pot fi cu elemente redresoare electromecanice sau electronice (tuburi sau semiconductoare).

3. Dispozitivul de măsurare

În lucrarea de față s-a studiat și realizat un trasor de ciclu de histerezis dinamic, cu circuit de semiredresare în punte comandat printr-un circuit de amplificator magnetic [2]. Schema de principiu este redată în fig. 2.

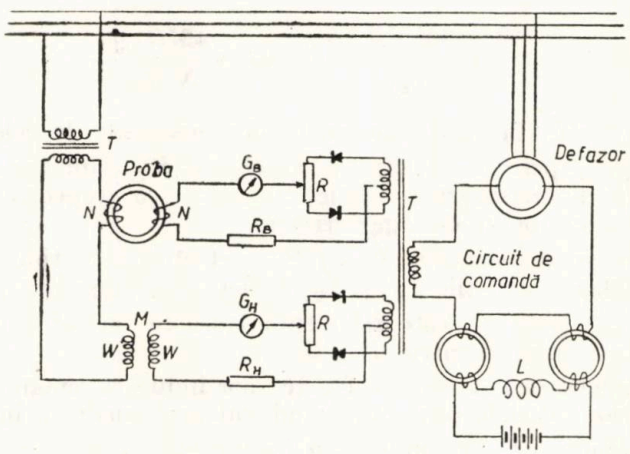


Fig. 2

Proba de încercat posedă două înfășurări, una cu un număr de spire N_1, prin care trece curentul de magnetizare, și alta cu un număr de spire N_2, în care se induce tensiunea electromotoare măsurată. Bobina N_1 este în serie cu primarul transformatorului cu aer M. Înfășurările N_1 și W_1 se alimentează de la rețea prin intermediul unui transformator. Circuitele de măsurare sînt constituite fiecare din cîte un circuit redresor în punte, cu diode semiconductoare, din înfășurările N_2 și W_2 și galvanometrele de măsură G_B și G_H. Circuitele de redresare sînt alimentate printr-un transformator de curent T, cu un curent de formă dreptunghiulară obținut de la un circuit de amplificator magnetic care funcționează în regim de magnetizare forțată. Acest curent de comandă permite ca durata reală de funcționare și de blocare a circuitelor secundare N_2 și W_2 să fie egală cu durata unei jumătăți de perioadă a tensiunii rețelei de alimentare, corespunzînd la un defazaj de 180°.

Introducerea defazorului oferă posibilitatea variației controlate a fazei tensiunii de comandă în raport cu tensiunea redresată, ansamblul căpătînd astfel proprietatea de a fi sensibil la fază. Deci circuitele de măsurare, în aceste condiții, vor putea măsura, la diverse momente, valorile medii ale tensiunilor induse în înfășurările N_2 și W_2.

Dacă drept instrumente de măsurare servesc două galvanometre avînd în serie fiecare cîte o rezistență foarte mare (R_B și respectiv R_H), astfel încît cele două circuite de măsurare să aibă caracter rezistiv, curenții citiți la cele două galvanometre vor fi :

$$I_{B_\alpha} = B_\alpha \frac{4N_2 f A}{R_{BT}} = k_B B_\alpha, \quad I_{H_\alpha} = H_\alpha \frac{4Mfl_{med}}{N_1 R_{HT}} = K_H H_\alpha,$$

unde

$$k_B = \frac{4N_2 f A}{R_{BT}} \quad \text{și} \quad k_H = \frac{4Mfl_{med}}{N_1 R_{HT}}.$$

I_{B_α} și I_{H_α} sînt valorile medii ale curenților măsurați de cele două galvanometre G_B și G_H pentru defazajul α iar R_{BT} și R_{HT} sînt rezistențele totale ale circuitului de măsurare a inducției magnetice respectiv a circuitului de măsurare a cîmpului de magnetizare.

Trasarea ciclului dinamic $B = f(H)$ se efectuează notînd pentru fiecare unghi α, la defazor, valorile I_{B_α} și I_{H_α} indicate de cele două galvanometre. Dacă ciclul este simetric, este suficientă trasarea numai a unei jumătăți de ciclu, de exemplu pentru $B > 0$.

De asemenea se pot măsura foarte ușor inducția remanentă și cîmpul coercitiv. Acționînd defazorul pînă cînd valoarea medie a lui I_{B_α} se anulează, galvanometrul G_B va indica un curent proporțional cu cîmpul coercitiv H_C și de asemenea prin acționarea defazorului pînă la anularea valorii medii a lui I_{H_α}, galvanometrul G_B va indica o valoare proporțională cu inducția remanentă.

3. Rezultate experimentale

În laborator s-a realizat un trasor de ciclu de histerezis după o schemă asemănătoare cu cea din fig. 2.

Circuitul de comandă a fost construit din două miezuri din tole de permalloy, de formă M, cu dimensiunile 50 ×47 ×0,1 mm fiecare, avînd o înfășurare de curent alternativ cu cîte 3 000 de spire, din sîrmă de cupru cu $\varnothing = 0{,}2$ mm, și o înfășurare de curent continuu cu cîte 700 spire, din sîrmă de cupru, cu $\varnothing = 0{,}3$ mm. Înfășurările de curent alternativ, legate în serie adițional, iar înfășurările de curent continuu în serie diferențial, realizează împreună cu o bobină de inductanță foarte mare în serie cu

acestea din urmă un amplificator magnetic în regim de magnetizare forțată. Amplificatorul magnetic este alimentat de la rețea printr-un defazor inductiv obținut dintr-o mașină asincronă.

Circuitele de detecție s-au realizat din patru redresoare cu siliciu care au rezistența directă de 160 Ω iar rezistența inversă de circa 1 GΩ. Echilibrarea acestor circuite se realizează cu cîte două potențiometre bobinate, montate în paralel, avînd respectiv valorile de 2,5 kΩ și 1 kΩ.

Pentru măsurarea cîmpului de magnetizare se folosește un galvanometru de zero cu spot luminos tip RFT cu constanta $k = 3{,}2.10^{-8}$ A/div,, iar pentru măsurarea inducției un galvanometru Multiflex cu constanta $k = 2.10^{-8}$ A/mm.

Cu dispozitivul astfel conceput s-a trasat ciclul de histerezis dinamic pentru tole din diferite materiale feromagnetice, cum sînt: mumetal, tablă silicioasă texturată și ultraperm Z.

Miezurile probelor încercate erau închise, de formă dreptunghiulară, cu dimensiuni de $30 \times 30 \times 5 \times 0{,}1$ mm în cazul mumetalului, de $100 \times 25 \times 3 \times 0{,}35$ mm, în cazul tablei silicioase texturate și în formă de tor din bandă înfășurată cu dimensiunile de $50 \times 40 \times 5 \times 0{,}005$ mm în cazul materialului ultraperm Z. Numărul de spire înfășurate pe aceste miezuri a variat între 30 și 100 la circuitul de magnetizare și între 20 și 50 la circuitul de detecție.

Constanta de măsurare a cîmpului (k_H) era în aceste cazuri de ordinul zecimilor de A/m div, iar cea a inducției (k_B) de ordinul sutimilor de Tesla/div.

Rezultatele obținute s-au comparat cu datele indicate în literatura de specialitate [3]. S-au putut compara valorile pentru inducția de saturație, inducția remanentă și cîmpul coercitiv și alura ciclului de histerezis dinamic. Valorile obținute din curbele trasate cu acest trasor sînt apropiate de cele indicate în literatură.

În fig. 3 sînt reprezentate ciclurile dinamice trasate cu dispozitivul realizat, pentru tole de mumetal, ultraperm Z și tablă silicioasă texturată. Se observă că alura acestor cicluri este pe deplin în concordanță cu datele din literatură [3]. În privința concordanței valorilor obținute de noi pentru mărimile caracteristice ale tolelor silicioase texturate nu ne putem pronunța întrucît nu dispunem de date suficient de exacte cu privire la proveniența materialului, știind că aceste valori caracteristice variază în limite destul de largi.

Un avantaj remarcabil al acestui trasor îl constituie faptul că permite o cercetare rapidă a materialelor, în ceea ce privește alura ciclurilor de histerezis. Realizînd o variație completă a defazorului de la $\alpha = 0$ la $\alpha = 360°$ se poate determina imediat alura ciclului evaluîndu-se totodată inducția remanentă și cîmpul coercitiv.

Dispozitivul poate fi mult îmbunătățit prin atașarea unui înregistrator în planul $X - Y$, care ar permite înregistrarea pe hîrtie a ciclului

dinamic într-un timp foarte scurt. Această perfecţionare ar înlătura şi inconvenientul deplasării punctului de zero care apare într-o măsură redusă la citirea datelor la instrumente.

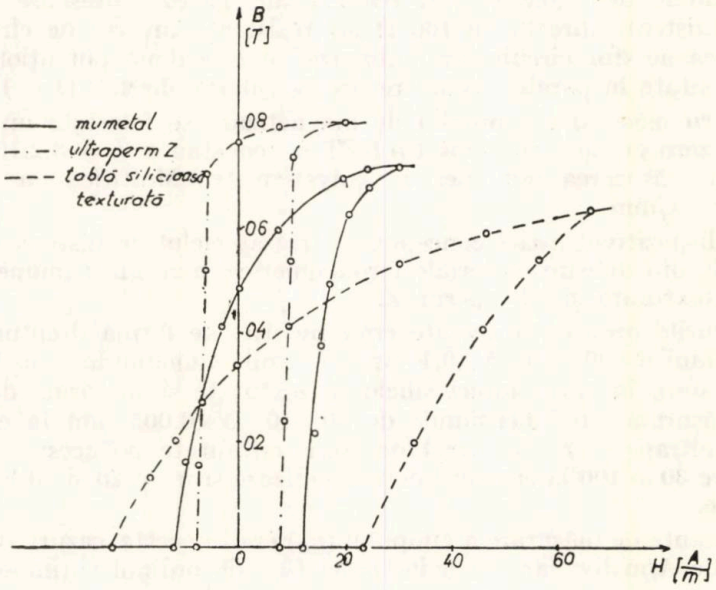


Fig. 3

4. Concluzii

S-a construit un trasor de ciclu de histerezis dinamic, care permite obţinerea rapidă a valorilor mărimilor caracteristice ale miezurilor închise din materiale feromagnetice, ca de exemplu inducţia de saturaţie, inducţia remanentă şi cîmpul coercitiv.

S-au trasat ciclurile de histerezis dinamice pentru o serie de materiale feromagnetice printre care mumetal, ultraperm Z şi tablă silicioasă texturată, obţinîndu-se date comparabile cu cele din literatură.

Primită la 16 martie 1971

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electrotehnică
şi măsuri electrice
şi
Catedra de maşini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Wiener U., *Măsurări electrice industriale*, (trad. din l. germană). Vol. II, Ed. Tehn., Buc., 1968.
2. Geyger W., *Magnetic Amplifier Circuits.* New York, 1957.
3. Cedighian S., *Materiale magnetice.* Ed. Tehn., Buc., 1967.

GERÄT FÜR DIE AUFNAHME VON DYNAMISCHEN HYSTERESIS-KURVEN

(Zusammenfassung)

Es wurde ein Gerät gebaut für die Aufnahme von dynamischen Hysteresis-Kurven bei geschlossenen ferromagnetischen Kernen, mit Hilfe dessen die Charakteristischen magnetischen Grössen wie maximale Induktion, Sättigungsinduktion und koerzitive Kraft sehr schnell ermittelt werden können.

Mit diesem Gerät wurden Messungen auf verschiedenen ferromagnetischen Materialien wie : μ-Metal, Ultraperm Z und andere durchgeführt ; die erhaltenen Werte haben eine gute Übereinstimung mit den in der Literatur gefundenen Werten gezeigt.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 538.26

COMPARATIVE ANALYSIS OF THE LONGITUDINAL AND ORTHOGONAL MAGNETIC SECOND-HARMONIC MODULATORS*)

BY

CAMELIA ANDRONE

1. It is known that the working principle of the magnetic modulator is based on the superposition of the alternating-current amper-turns and comparativelly small direct-current amper-turns on a magnetic core.

Due to the above mentioned superposition, the magnetic flux contains both odd and even harmonics. In order to eliminate odd harmonics, two identical elements with differentially connected secondary windings are used. Thus only even harmonics will be present at the output terminals. In the harmonic content of the output signal the second harmonic is the most important. The magnitude of the second harmonic depends on the magnitude of direct-current signal.

From the point of view of the directions of the two magnetomotive forces, that is, the a. c. and d. c. one, magnetic modulators can be divided into two fundamental types. If the d. c. amper-turns has the same direction as the a. c. one, the magnetic modulator is of the longitudinal magnetised type. If the d. c. amper-turns has a perpendicular direction to the a. c. one, then the magnetic modulator is an orthogonal magnetised type.

This paper intents to make a comparative analysis betwen the two above mentioned types of magnetic modulator from the point of view of their performance, when they work with the current-second haramonics in all circuits completely attenuated (forced magnetisation), and then at their free-flowing (free of natural magnetisation).

2. First, the two core longitudinal magnetic modulator (Fig. 1) is studied. In this figure, N_1 is the number of turns of excitation winding, N_0 — the number of turns of the control winding and N_2 — the number of turns of the output winding.

In this case the working hypotheses are the following: a) control resistance is very large; b) the excitation voltage is a sinusoidal one, $u = U_m \cos \omega t$, and it is rather large to saturate completely both cores in absence

*) Presented at the scientific session, Polytechnic Institute, Jassy, July 2–4, 1970.

of any control signal; c) the magnetising characteristics $B(H)$ of the cores are identical and univoce; they can be approximated by an incomplete three order polynomial; d) ohmic resistance of excitation windings are neglected; e) the load resistance of magnetic modulator is as large as infinite.

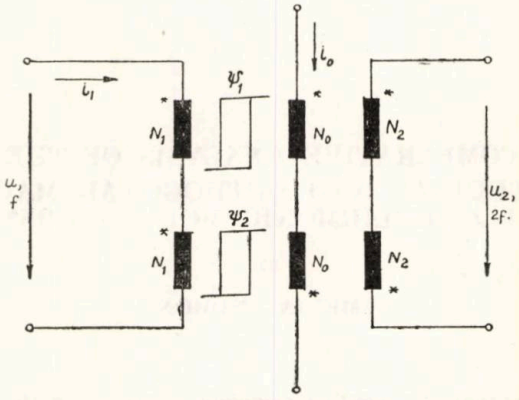


Fig. 1

The working of this magnetic modulator (Fig. 1) is described by the following equations:

$$(1) \qquad U_m \cos \omega t = N_1 \frac{d(\Phi_1 + \Phi_2)}{dt}, \qquad (2) \qquad u_2 = N_2 \frac{d(\Phi_1 - \Phi_2)}{dt},$$

$$(3) \qquad N_1 i_1 + N_0 i_0 = a_1 \Phi_1 + a_3 \Phi_1^3, \qquad (4) \quad N_1 i_1 - N_0 i_0 = a_1 \Phi_2 + a_3 \Phi_2^3,$$

where Φ_1 and Φ_2 are the magnetic fluxes of the two cores.

The magnetic characteristics of the two cores as functions of the a. c. amper-turns are represented in Fig. 2 *a*. The functions $\Phi_1 + \Phi_2 = f_1(\theta_1)$ and $\Phi_1 - \Phi_2 = f_2(\theta_1)$ are represented, too. In order to find the waveshape for the output voltage u_2, we got the solution of the system of equations (1) ... (4), graphically. Thus, if the excitation voltage u is a sinusoidal one, then $\Phi_1 + \Phi_2 = g_1(t)$ is a sinusoidal time-function, too. On the other hand, having the functions $\Phi_1 + \Phi_2 = f_1(\theta_1)$, $\Phi_1 - \Phi_2 = f_2(\theta_1)$ and $\Phi_1 + \Phi_2 = g_1(t)$ graphically we can get the function $\Phi_1 - \Phi_2 = g_2(t)$ (Fig. 2 *b*).

Examining Fig. 2 *b* we can see that the function $\Phi_1 - \Phi_2 = g_2(t)$ is a nonsinusoidal one, pulsing with the frequency $2f$ and the average value of it is a little less then the flux continuous component given by the d.c. input signal.

We can find the waveform of u_2 graphically according to equation (2) (Fig. 2 *c*). This is also a nonsinusoidal function with the frequency $2f$.

Examining Fig. 2, we can see that, when the amplitude of d. c. amperturns grows, then $\Delta\Phi$ grows too. Therefore, the maximum magnitude of second harmonic output voltage grows. When the d. c. amperturns have

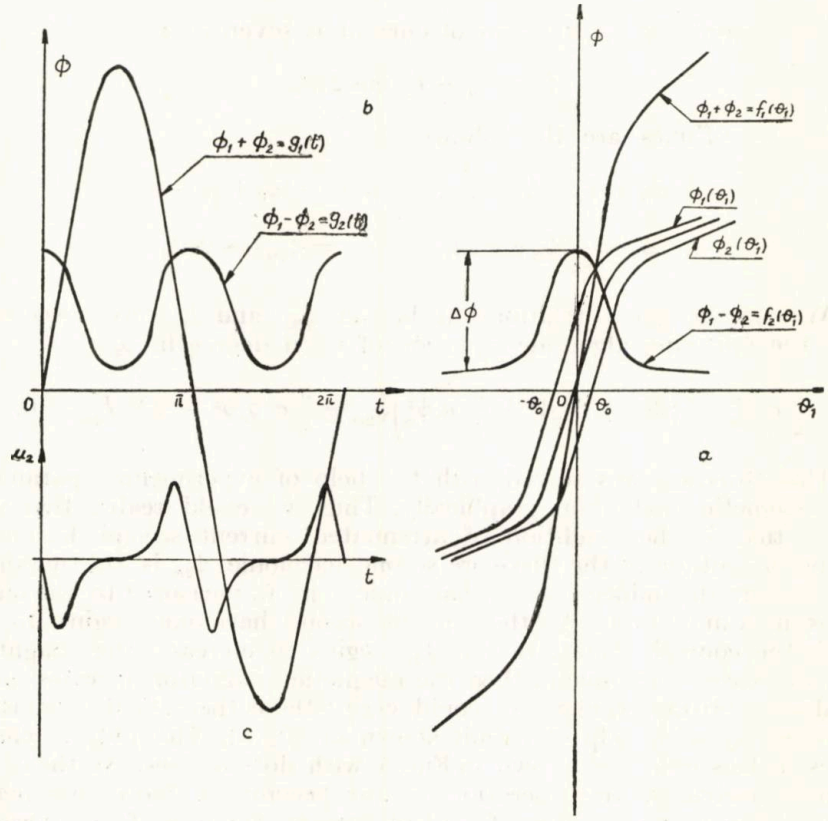


Fig. 2

as large a value as to saturate the core, then $\Delta\Phi$ and u_2 don't change too much.

The same analysis without special particularities may be made in the hypothesis of sinusoidal excitation current. In this order, a very large resistor is connected in the excitation circuit.

If the current second harmonics begin to flow freely through the control circuit, then their magnitude is going to decrease the control effect of the input signal.

3. We shall go on examining the same magnetic modulator in the case of moderate attenuation of the control current second harmonic. It was used an analytical method.

The equations (3) and (4) were used in the following form :

$$(3') \quad N_0 i_0 + N_1 i_1 = a_1 \psi_1 + a_3 \psi_1^3, \qquad (4') \quad -N_0 i_0 + N_1 i_1 = a_1 \psi_2 + a_3 \psi_2^3.$$

If we are examining i_0, the control current is given by :

$$(5) \qquad i_0 = I_0 + I_{2m} \cos 2\omega t.$$

The two core-fluxes are the following :

$$(6) \qquad \psi_1 = \psi_0 + \psi_f + \psi_{2f}, \qquad \psi_2 = -\psi_0 + \psi_f - \psi_{2f};$$

$$(6') \qquad \psi_f = \frac{1}{2} \psi_m \cos \omega t, \qquad \psi_{2f} = \psi_{2m} \cos 2\omega t.$$

Wanting to get a relationship betwen ψ_{2m} and I_{2m}, we succeded in obtain the following algebraic equation of third degree in ψ_{2m}:

$$(7) \qquad \frac{3}{2} a_3 \psi_{2m}^3 + \left(2a_1 + 6a_3 \psi_0^2 + \frac{3}{4} a_3 \psi_m^2\right) \psi_{2m} + \frac{3}{4} a_3 \psi_0 \psi_m^2 - 2N_0 I_{2m} = 0.$$

This equation was solved with the help of experimental parameters of the magnetic modulator, graphically. Thus, we could realise that when $I_{2m} = 0$, that is the condition of attenuated current second harmonics, then the magnitude of the flux-core second harmonic ψ_{2m} is the maximum one ; therefore the induced second harmonic e. m. f., measured to the output ends, is maximum, too. As the current second harmonic begins to flow through the control circuit, that is I_{2m} begins to increase, the magnitude of ψ_{2m} decreases very much ; then the magnetic modulator operates in the natural magnetising regime. We could verify these theoretical conclusions, experimentally with help of circuit shown in Fig. 4. The output characteristics in this case, are shown in Fig. 5, with dotted lines. As the control resistance decreases, the operation regime becomes a more free-magnetising one. For the same value of control current, the e. m. f. u_2, measured at the output ends, decreases much enough (as the equation (7) indicates).

4. The orthogonal magnetic modulator (Fig. 3) is studied in the same way. We assumed that the magnetic core of the orthogonal magnetic modulator is an homogeneous and isotropic type. In such conditions it can be written :

$$(8) \qquad \theta_\perp = \psi_\perp \frac{\theta}{\psi}, \qquad (8') \quad \psi = \sqrt{\psi_\perp^2 + \psi_\parallel^2}, \qquad \theta = \sqrt{\theta_\perp^2 + \theta_\parallel^2}.$$

If the magnetic characteristics are approximated by :

(9) $$\theta = a_1\psi + a_3\psi^3,$$

then, relation (8) can be written as follows:

(10) $$\theta_\perp = \psi_\perp(a_1 + a_3\psi^2) = \psi_\perp[a_1 + a_3(\psi_\perp^2 + \psi_\parallel^2)].$$

When the control-current second harmonic is moderately attenuated

(11) $$\begin{cases} \theta_\perp = N_0 I_0 + N_0 I_{2m}\cos 2\omega t, \\ \psi_\parallel = \psi_m \cos \omega t, \quad \psi_\perp = \psi_0 + \psi_{2m}\cos 2\omega t. \end{cases}$$

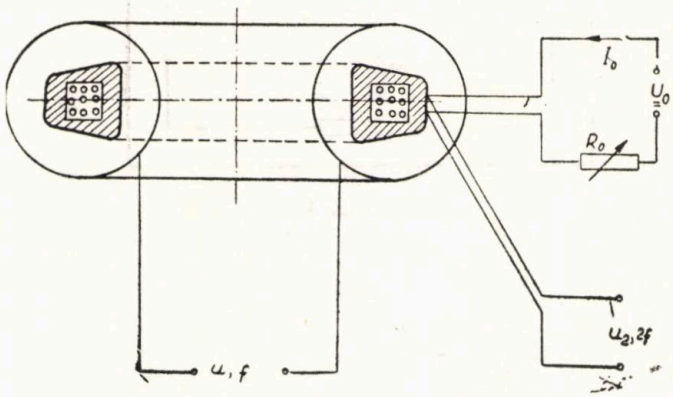
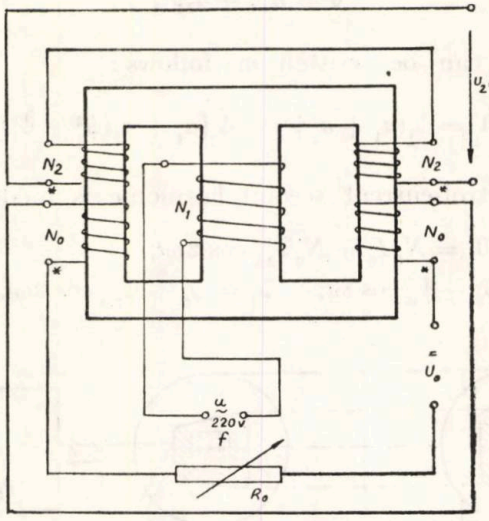


Fig. 3

Aiming at getting relationship betwen ψ_{2m} and I_{2m} we obtain the following algebraic equation of third degree in ψ_{2m}:

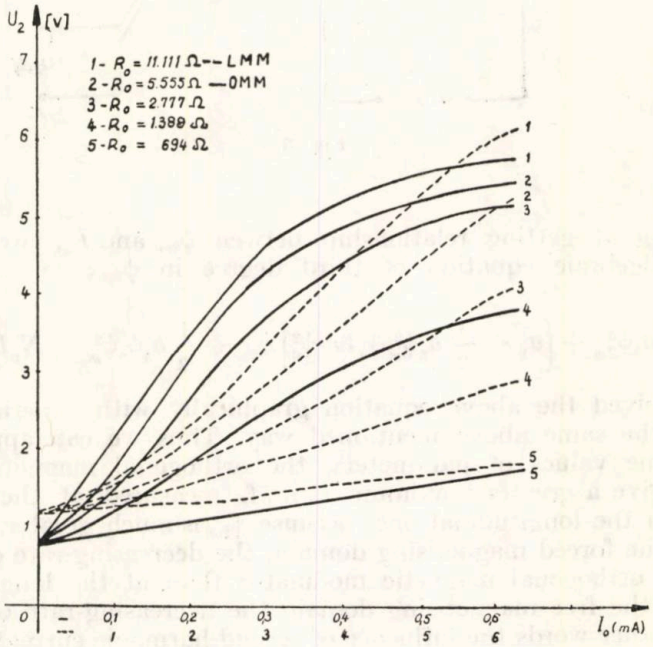
(12) $$\frac{3}{4}a_3\psi_{2m}^3 + \left(a_1 + \frac{1}{2}a_3\psi_m^2 + 3a_3\psi_0^2\right)\psi_{2m} + \frac{1}{2}a_3\psi_0\psi_m^2 - N_0 I_{2m} = 0.$$

We solved the above equation graphically with experimental parameters in the same above mentioned way. Thus we can appreciate that for the same values of parameters, the orthogonal magnetic modulator is able to give a greater maximum e. m. f. measured at the output terminals than the longitudinal one, because ψ_{2m} is much greater, when $I_{2m} = 0$. Also in the forced magnetising domain, the decreasing-rate of u_2 is much less at the orthogonal magnetic modulator than at the longitudinal one, whereas in the free magnetising domain the decreasing-rate of u_2 is much greater. In other words the influence of second-harmonic current on the magnitude of the induced e. m. f. u_2 is very important in both operation-regimes



$U_2, 2f$
N_2
N_1
N_0
N_2
N_0
U_0
u
220 v
f
R_0

Fig. 4



U_2 [v]
1 - R_0 = 11.111 Ω -- LMM
2 - R_0 = 5.555 Ω — OMM
3 - R_0 = 2.777 Ω
4 - R_0 = 1.388 Ω
5 - R_0 = 694 Ω
I_0 (mA)

Fig. 5

in the case of longitudinal magnetic modulator ; whereas at the orthogonal one, this influence is rather small in the forced magnetising case and very important when the regime becomes a natural magnetising one.

5. All these theoretical conclusions where verified experimentally with help of circuits shown in Fig. 3 and 4. The characteristics $U_2 = f(I_0)$ with R_0 (control resistance) as parameter, for the longitudinal magnetic modulator with E-Permalloy core, are shown in Fig. 5, with dotted lines.

A particularity consists in using the central branch of the magnetic core for the excitation winding, in order to avoid the hysteresis-effect,when a very strong direct current flows through the control circuit.

The same kind of characteristics, for the orthogonal magnetic modulator type are shown in Fig. 5 with solid lines. We appreciate that between the theoretical results and the experimental ones, there is a rather good concordance.

Conclusions

1. A graphical and theoretical investigation in the performance of longitudinal and orthogonal magnetic modulator type, working in the forced and free magnetising regime, showed that the current-second harmonic influences the magnitude of e. m. f. measured at the output terminals, in a quite different way.

2. The longitudinal magnetic modulator type must be used with the highest rate of attenuation of current second harmonics, that the output signal, with the frequency $2f$, may have a great value.

3. Doing these comparative analysis, we can appreciate that the orthogonal magnetic modulator type should be prefered to the longitudinal one, because, for the same experimental parameters, the first one can give a more important output signal. On the other hand, in the forced magnetising regime, the influence of current second harmonic on the working characteristics is rather small.

Received, September 22, 1971

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrical Engineering
and Electrical Measurements

REFERENCES

1. Розенблат А. М., *Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники*. М., 1966.
2. Geyger W. A., *Dispozitive magnetice neliniare*, (transl. from English). Ed. Tehn., Buc., 1968.
3. Savin Gh., Rosman H., *Circuite neliniare şi parametrice*. Ed. Tehn., Buc., 1972.
4. Williams F. C., Noble S. W., *The Fundamental Limitation of The Second Harmonic Type of Magnetic Modulator as Applied to the Amplification of Small D. C. Signals*. Proc. IEE, 97, 445 (1950).
5. Heartz R. A., Bulteman H., *The Applications of Perpendicularly Superposed Magnetic Fields*. AIEE Trans., 74, p. I, 655–659 (1955).

ANALIZĂ COMPARATIVĂ A FUNCŢIONĂRII MODULATORULUI LONGITUDINAL ŞI ORTOGONAL CU IEŞIRE PE FRECVENŢA DUBLĂ

(Rezumat)

Este efectuată o analiză grafică şi analitică a modulatorului magnetic longitudinal şi ortogonal cu ieşire pe frecvenţa dublă, în cazul magnetizării libere şi forţate. S-a constatat că modulatorul ortogonal este de preferat celui longitudinal, fiind capabil să furnizeze la ieşire un semnal de amplitudine sensibil mai mare. Pe de altă parte, prezenţa armonicelor pare în curentul de comandă are o influenţă diferită asupra celor două tipuri de modulatoare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.314.25

TRANSFORMAREA STATICĂ A NUMĂRULUI DE FAZE (MONO – TRIFAZATĂ) CU AJUTORUL UNUI CIRCUIT SERIE CAPACITIV CU REACTANȚE SEMICOMPENSATE *)

DE

D. BĂRBULESCU

1. Introducere

Transformarea unei tensiuni monofazate într-un sistem trifazat simetric de tensiuni se poate realiza cu ajutorul unor dispozitive statice cuprinzînd rezistențe și reactanțe conectate după diferite scheme [1]. Asemenea dispozitive sînt utilizate, spre exemplu, în schema de reglare electronică a unor motoare trifazate alimentate de la o rețea monofazată [2].

În cele ce urmează se descrie un nou dispozitiv static mono—trifazat realizat pe baza unei scheme care conține un circuit serie capacitiv cu reactanțe semicompensate. Dispozitivul prezintă avantajul de a face necesar un număr minim de elemente constructive și de a asigura la ieșire două sisteme trifazate de tensiuni, din care unul de valori efective egale cu aceea a tensiunii de la intrare.

2. Principii teoretice

Circuitul din fig. 1 cuprinde, conectate în serie, rezistoarele de rezistențe R, r și bobinele de reactanțe X_L, X_C, care îndeplinesc condiția :

$$X_L = \frac{X_C}{2}. \tag{1}$$

*) Prezentată la sesiunea științifică a Institutului politehnic din Iași, 2 – 4 iulie 1970.

Aplicînd între punctele *1*, *3* tensiunea de intrare $\underline{U}$, între punctele *1*, *2*, *3* și punctul de referință *0* (neutru) apar tensiunile $\underline{U}_1$, $\underline{U}_2$, $\underline{U}_3$, date de relațiile :

$$(2) \qquad \underline{U}_1 = -R\underline{I}, \quad \underline{U}_2 = (r + r_L)\underline{I} + \mathrm{j}X_L\underline{I}, \quad \underline{U}_3 = (r + r_L)\underline{I} + \mathrm{j}(X_L - X_C)\underline{I},$$

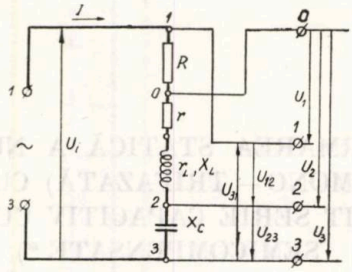


Fig. 1

în care cu r_L s-a notat rezistența bobinei de reactanță X_L. Dacă pentru rezistențele R, r se iau valori astfel încît

$$(3) \qquad r + r_L = \frac{R}{2} \qquad \text{și} \qquad (4) \qquad X_L = \frac{\sqrt{3}}{2}R$$

și dacă se ia în considerare și relația (1), tensiunile (2) se pot exprima sub forma :

$$(5) \qquad \underline{U}_1 = -R\underline{I}, \quad \underline{U}_2 = \left(\frac{1}{2} + \mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{2}\right)R\underline{I}, \quad \underline{U}_3 = \left(\frac{1}{2} - \mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{2}\right)R\underline{I}.$$

Considerînd tensiunea $\underline{U}_1$ origine de fază, relațiile (5) devin :

$$(6) \qquad \underline{U}_1 = U_1, \quad \underline{U}_2 = \left(-\frac{1}{2} - \mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{2}\right)U_1, \quad \underline{U}_3 = \left(-\frac{1}{2} + \mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{2}\right)U_1,$$

sau

$$(7) \qquad \underline{U}_1 = U_1, \quad \underline{U}_2 = U_1 e^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{3}}, \quad \underline{U}_3 = U_1 e^{-\mathrm{j}\frac{4\pi}{3}}.$$

Din relațiile (7) rezultă că tensiunile obținute la ieșire formează un sistem trifazat simetric de tensiuni de fază, de valori efective :

$$U_f = U_1 = U_2 = U_3 = RI,$$

și defazate cu 120° una în raport cu cealaltă, conform diagramei fazoriale din fig. 2.

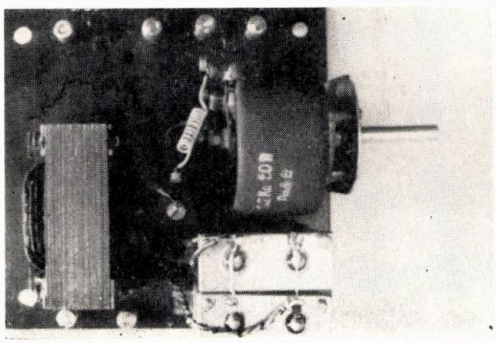


Fig. 3

Totodată rezultă și un sistem simetric de tensiuni de linie care, admițînd aceeași origine de fază ($\underline{U}_1$), se exprimă prin relațiile:

$$(8) \qquad \underline{U}_{12} = \sqrt{3}U_1 e^{j\frac{\pi}{6}}, \quad \underline{U}_{23} = \sqrt{3}U_1 e^{-j\frac{\pi}{2}}, \quad \underline{U}_{31} = \sqrt{3}U_1 e^{-j\frac{7\pi}{6}},$$

sau, luînd ca origine de fază tensiunea $\underline{U}_{12}$, sistemul tensiunilor de linie se exprimă prin relațiile cunoscute:

$$(9) \qquad \underline{U}_{12} = U_{12}, \quad \underline{U}_{23} = U_{12} e^{-j\frac{2\pi}{3}}, \quad \underline{U}_{31} = U_{12} e^{-j\frac{4\pi}{3}}.$$

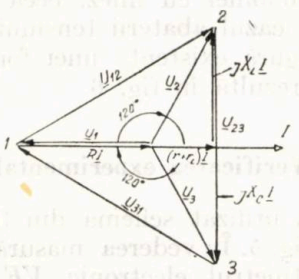


Fig. 2

Se observă ușor că sistemul tensiunilor de linie este defazat înainte cu 30° în raport cu sistemul tensiunilor de fază, valorile efective ale tensiunilor de linie fiind de $\sqrt{3}$ ori mai mari decît cele ale tensiunilor de fază.

Legătura dintre valorile efective ale tensiunilor sistemelor trifazate și tensiunea de intrare monofazată este $U = U_l = \sqrt{3}U_f$, unde $U_l = U_{12} = U_{23} = U_{31}$, și deci:

$$(10) \qquad U_f = \frac{U}{\sqrt{3}}; \qquad U_l = U.$$

3. Elementele dispozitivului realizat

S-a realizat un dispozitiv de transformare statică a numărului de faze, după schema din fig. 1, în care drept elemente s-au utilizat: un condensator de capacitate $C = 2$ μF, 500 V, o bobină cu miez feromagnetic cu întrefier avînd inductanța $L = 2{,}54$ H, rezistența $r_L = 220$ Ω și rezistoarele de rezistențe $R = 920$ Ω, $r = 240$ Ω. În fig. 3 se prezintă dispozitivul realizat în laborator.

Calculul elementelor de circuit rezultă din relațiile (1), (3) și (4). Admițînd capacitatea condensatorului $C = 2$ μF rezultă pentru $f = 50$ Hz:

$$X_C = 10^6/C\omega = 1\,592\ \Omega,$$

$$X_L = X_C/2 = 796\ \Omega, \quad (L = 2{,}54\ \text{H}),$$

$$R = X_C/\sqrt{3} = 920\ \Omega,$$

$$r = R/2 - r_L = 240\ \Omega.$$

Valoarea corespunzătoare a inductanței bobinei a fost fixată prin modificarea în mod adecvat a întrefierului pînă la realizarea semicompensării reactanțelor, utilizînd, pentru verificare, metoda deviațiilor egale [3].

Prezența întrefierului în circuitul magnetic al bobinei contribuie la liniarizarea caracteristicii bobinei cu miez, ceea ce permite funcționarea corectă a dispozitivului în cazul abaterii tensiunii aplicate de la valoarea nominală. Totodată se asigură existența unei forme sinusoidale a tensiunilor la ieșire, după cum rezultă în fig. 6.

4. Verificarea experimentală

Pentru verificare s-a utilizat schema din fig. 4. Instalația de verificare este prezentată în fig. 5. În vederea măsurării valorilor efective ale tensiunilor s-a utilizat voltmetrul electronic *VE* și comutatorul *K*. Verificarea defazajelor dintre tensiunile la ieșire s-a efectuat cu ajutorul unui osciloscop catodic (*OC*) cu două canale, una din tensiuni fiind aplicată direct la una din intrări, iar celelalte două tensiuni, prin intermediul comutatorului electronic *CE*, la cea de a doua intrare.

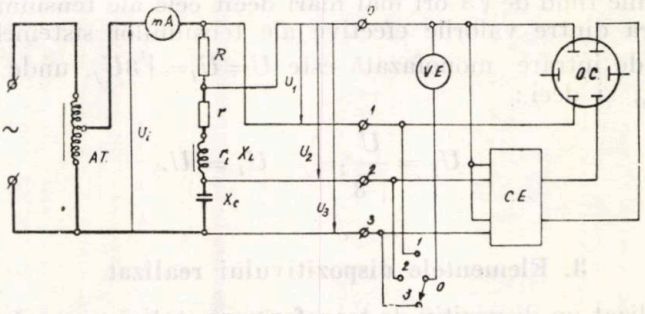


Fig. 4

Voltmetrul electronic a indicat tensiuni egale pe cele 3 faze ($U_f = U_1 = U_2 = U_3 = 15$ V) și tensiuni de linie egale ($U_l = U_{12} = U_{23} = U_{31} = 26$ V).

Din oscilograma prezentată în fig. 6 rezultă că defazajul dintre tensiuni este 120°.

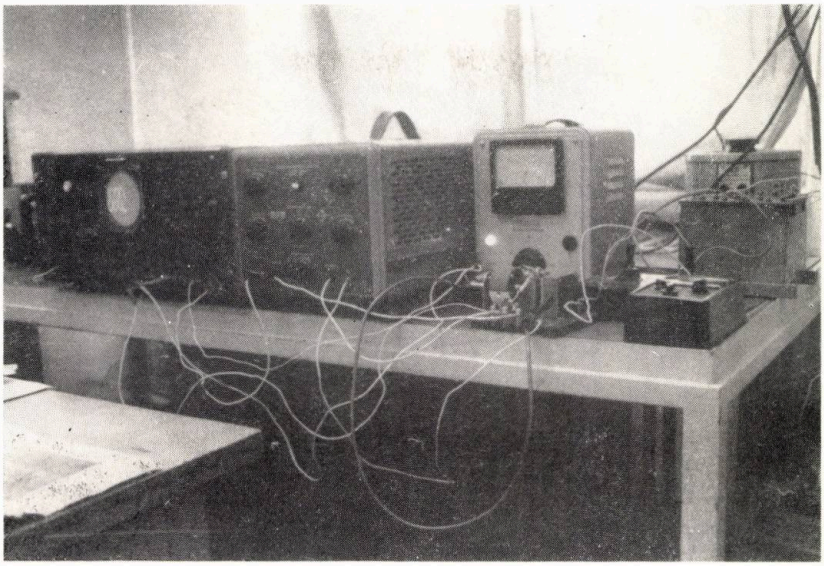


Fig. 5

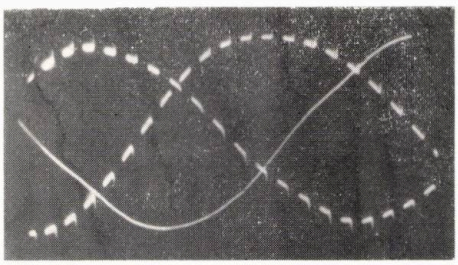


Fig. 6

5. Consumul dispozitivului

Încălzirea elementelor active limitează tensiunea de lucru, motiv pentru care consumul dispozitivului prezintă importanță. Curentul absorbit de la rețea se determină cu ajutorul relației:

$$I = \frac{U}{\sqrt{3}R} = \frac{U_f}{R},$$

la tensiunea de 15 V, la care s-a lucrat, rezultînd $I = 9{,}4$ mA. Consumurile de putere activă pe rezistențele R, r, r_L au rezultat în mod corespunzător:

$$P_R = 0{,}081 \text{ W}, \quad P_r = 0{,}022 \text{ W} \quad \text{și} \quad P_{r_L} = 0{,}019 \text{ W}.$$

Din datele obținute se observă ușor că valoarea maximă a tensiunilor nu a fost limitată de posibilitățile dispozitivului. Verificarea dispozitivului la tensiuni mai mari a fost împedicată de tensiunea nominală a comutatorului electronic utilizat. Calculul arată că dispozitivul realizat poate furniza un sistem trifazat de tensiuni efective de circa 5...6 ori mai ridicate. Pentru a obține tensiuni de lucru și mai mari este necesară creșterea rezistenței circuitului, ceea ce implică adoptarea unor valori mai mari pentru reactanțe, conform relațiilor (4) și (1).

6. Concluzii

1. Circuitul serie capacitiv cu reactanțe semicompensate poate servi la realizarea unui dispozitiv de transformare a unei tensiuni monofazate într-un sistem trifazat simetric de tensiuni.

2. Dispozitivul realizat pe acest principiu poate funcționa corect la gol sau pe sarcini de impedanțe foarte mari în raport cu impedanța dispozitivului transformator. Din acest motiv utilizarea lui este recomandată în schemele care folosesc amplificatoare electronice, în care sistemul trifazat de tensiuni se aplică pe grilele de comandă ale tuburilor respective.

3. Dispozitivul realizat asigură existența a două sisteme de tensiuni la ieșire: un sistem de tensiuni de fază cu amplitudinile de $\sqrt{3}$ ori mai mici decît cea a tensiunii monofazate aplicate și un sistem de tensiuni de linie, avînd amplitudinile egale cu tensiunea la intrare.

4. În comparație cu alte scheme circuitul serie cu reactanțe semicompensate prezintă avantajul unui număr redus de elemente (un condensator, o bobină cu miez și un rezistor cu priza la 1/3 din valoarea rezistenței).

Primită la 6 februarie 1971

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electrotehnică
și măsuri electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Neiman L. R., Kalantarov P. L., *Bazele teoretice ale electrotehnicii*, (trad. din l. rusă). Vol. II, EES, Buc., 1955, 200.
2. Strnad I., *Electronica tehnică*, (trad. din l. cehă). Ed. Tehn., Buc., 1959, 270.
3. Bărbulescu D., Bul. Inst. polit. Iaşi, IX (XIII), *3—4*, 224 (1968).

DISPOSITIF DE TRANSFORMATION STATIQUE DU NOMBRE DES PHASES (MONO—TRIPHASÉ) QUI UTILISE UN CIRCUIT CAPACITIF À RÉACTANCES SEMICOMPENSÉES

(Résumé)

On présente un dispositif de transformation statique d'une tension monophasée dans un système triphasé symétrique de tensions, en utilisant un circuit série capacitif dont les réactances satisfont la condition $X_L = X_C/2$ (réactances semicompensées).

Le rapport de transformation entre la tension monophasée et chacune des tensions des phases du système triphasé est egal à $\sqrt{3}$.

Le dispositif présente l'avantage de la simplicité du point de vue constructif, étant réalisé à l'aide de trois éléments à savoir : un condensateur, une bobine à noyau ferromagnétique et un résistor avec prise à 1/3 de la valeur de sa résistance.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 621.395.74; 538.551.21

À PROPOS DE LA FERRORÉSONANCE DANS LES CIRCUITS TRIPHASÉS

PAR

GH. I. CÎRŢINĂ

1. Introduction

La présence des capacités en série dans les circuits triphasés contenant des éléments non-linéaires (bobines, transformateurs) crée des conditions favorables à l'apparition des oscillations ferrorésonantes. Le plus souvent on a pu observer [3]...[11] des oscillations dont la fréquence est le tiers de la fréquence de la source d'alimentation. Il y a beaucoup d'ouvrages [1],[5], [6], [11] qui sont consacrées à l'étude de ces phénomènes sur des schémas monophasés à paramètres concentrés.

Il est recommandable d'analyser les oscillations sous-harmoniques à partir du et par rapport au circuit monophasé. Il faut mentionner qu'il y a des paramètres dont l'influence ne peut pas être relevée par des recherches concernant le circuit monophasé. Ces paramètres (résistance ou inductance du conducteur neutre, capacités transversales) mettent en évidence uniquement dans les circuits triphasés des manifestations spécifiques.

Dans ce qui suit nous nous proposons d'étudier la résonance sous-harmonique à la variation de ces paramètres.

2. Propriétés spécifiques des oscillations sous-harmoniques dans les circuits triphasés

Dans un circuit série, accordé sur la troisième sous-harmonique et alimenté par une tension sinusoïdale, le courant a l'expression [2], [7], [8]

$$i = I_1 \cos\omega t + I_{1/3} \cos\left(\frac{\omega t}{3} + k\frac{2\pi}{3}\right), \quad (k = 0, 1, 2). \tag{1}$$

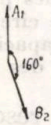
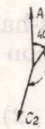
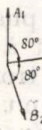
La troisième sous-harmonique aura l'une des trois phases initiales possibles, ($k = 0, 1, 2$), déphasées à 120° une par rapport à l'autre.

Dans la fig. 1 on présente ces possibilités pour les trois phases du circuit. On observe que l'angle entre deux phaseurs est un multiple de 40°. Si l'on considère aussi la possibilité de l'apparition du phénomène de fer-

rorésonance seulement sur une ou deux phases, leur disposition peut conduire à l'un des sept cas distincts [7], présentés dans le tableau 1.

En examinant le tableau on constate que dans tous les sept cas, dans le conducteur neutre circule un courant, quoique le système des tensions appliquées aux trois phases soit symétrique et les bobines de même que les capacités soient identiques. Le courant dans le cas *4* est le plus petit ; il est le plus grand dans le cas *5*. Le changement de l'ordre des phaseurs a pour effet uniquement l'inversion des coefficients k_1 et k_2.

Tableau 1

		Nr. phase	$k_1=I_1/I$	$k_2=I_2/I$	$k_0=I_0/I$	I_0
1		1	0,33	0,38	0,33	1
2		2	0,51	0,116	0,63	1,89
3		2	0,116	0,63	0,51	1,53
4		2	0,63	0,51	0,116	0,384
5		3	0,45	0,295	0,845	2,53
6		3	0,845	0,45	0,295	0,88
7		3	0,845	0,295	0,45	1,35

On déduit d'une manière similaire qu'il y a 13 cas distincts, dont un seul a la composante homopolaire nulle, pour la cinquième sous-harmonique.

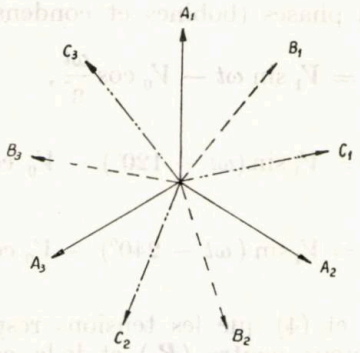


Fig. 1

En généralisant le raisonnement ci-dessus on déduit que les sous-harmoniques de rang multiple de trois constituent toujours des composantes homopolaires, tandis que le reste des sous-harmoniques peuvent conduire aussi à des systèmes symétriques directes où bien inverses.

3. Influence de la résistance du conducteur neutre

Dans les conditions précisées dans le § **2** le conducteur neutre sera parcouru par le courant :

$$i_0 = k_0 I \cos \frac{\omega t}{3}, \tag{2}$$

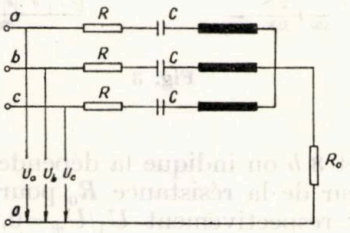


Fig. 2

où k_0 dépand de la combinaison des phases initiales (tableau 1) des oscillations qui s'établissent dans le circuit triphasé.

Le potentiel du point neutre oscillera avec une fréquence égale à celle de la sous-harmonique excitée, à savoir :

$$v_0 = k_0 R_0 I \cos\frac{\omega t}{3} = V_0 \cos\frac{\omega t}{3} \tag{3}$$

et les tensions sur les phases (bobines et condensateurs) seront :

$$\begin{cases} v_a = V_1 \sin \omega t - V_0 \cos\dfrac{\omega t}{3}, \\ v_b = V_1 \sin(\omega t - 120°) - V_0 \cos\dfrac{\omega t}{3}, \\ v_c = V_1 \sin(\omega t - 240°) - V_0 \cos\dfrac{\omega t}{3}. \end{cases} \tag{4}$$

Il résulte de (3) et (4) que les tensions respectives dépendent de la résistance du conducteur neutre (R_0) et de la combinaison d'oscillations sous-harmoniques (k_0) établies dans le circuit.

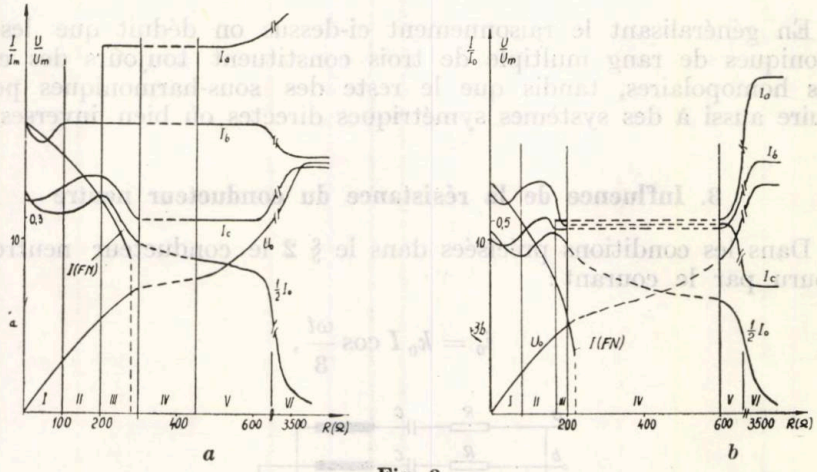


Fig. 3

Dans les fig. 3 *a* et 3 *b* on indique la dépendence des oscillations sous-harmoniques de la valeur de la résistance R_0 pour deux tensions d'alimentation, $U_1/U_m = 0{,}8$ et respectivement $U_1/U_m = 0{,}9$ ($U_m = 250$ V, $C = 5$ μF, $W = 2\,500$ spires). Pour les valeurs petites de la résistence R_0 (zone I — fig. 3 *a* et *b*) tous les cas indiqués dans le Tableau 1 sont possibles.

Dans les fig. 4 *a*, 4 *b* et 4 *c* on a tracé les valeurs des courants sur les phases *a*, *b* et, respectivement, *c*, déterminées par voie expérimentale, pour trois combinaisons distinctes. Par conséquent les courants à travers le conducteur neutre seront eux aussi différents (fig. 4 *d*).

Les cas où le courant homopolaire est le plus grand (5′)[1]) ou le plus petit (7′) ont une fréquence d'apparition réduite et au commencement de la zone *II* (fig. 3) passent dans 6′, dont le courant par le conducteur neutre

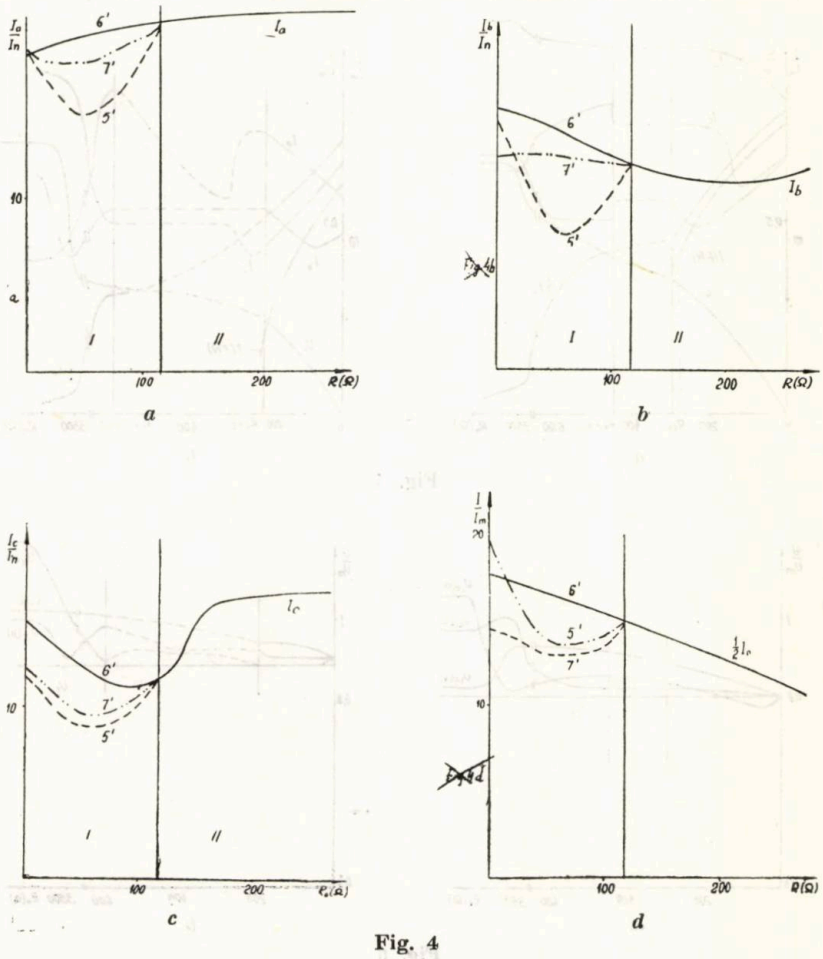


Fig. 4

a une valeur intermédiaire. Les différences entre ces cas et ceux qui leur correspondent dans le tableau 1 sont dues à l'aimantation différente des noyaux des trois bobines. Dans la zone *II* il n'y aura plus d'oscillations sous-harmoniques sur une seule phase.

[1]) Les chiffres douées d'un accent se réfèrent aux valeurs obtenues par voie expérimentale.

Si la résistance R_0 croît encore (zone *III* — fig. 3) l'apparition simultanée de la ferrorésonance sur les trois phases devient obligatoire (cas *6'*). Ce fait est dû à l'augmentation de la tension sur les phases et à l'intensification de l'excitation, à cause de la tension qui s'élève au point neutre.

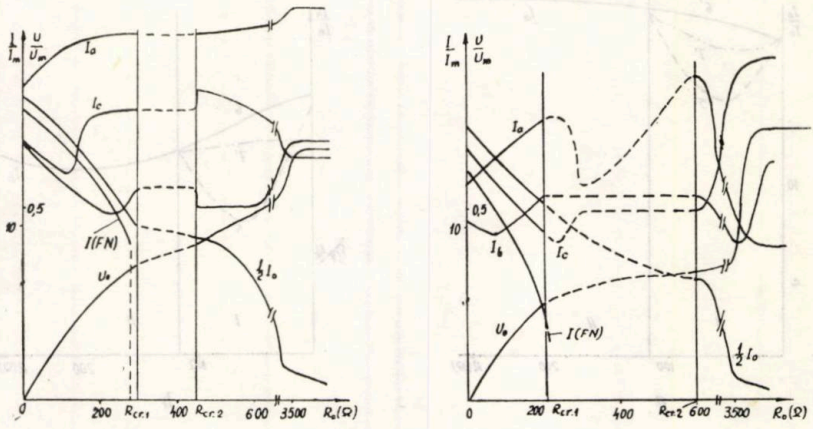


Fig. 5

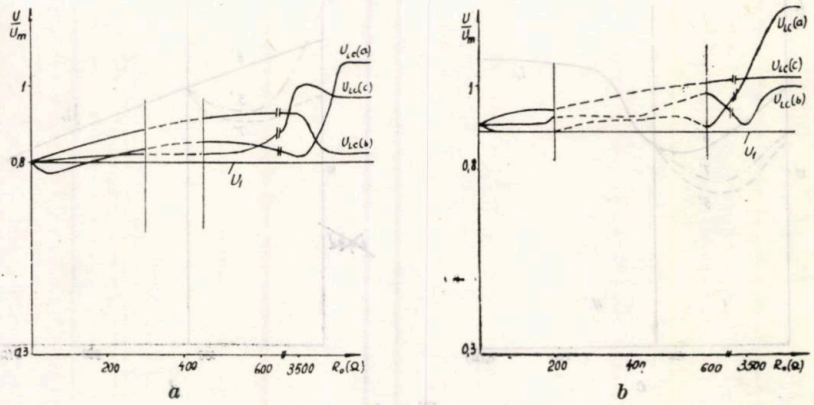


Fig. 6

Dans les fig. 5 *a* et 5 *b* on a représenté les courants sur les trois phases, en fonction des la valeur de R_0 (cas *6'*). Il y a une modification des courants sur les phases par rapport au circuit monophasé équivalent (courbe *I* (*FN*)) même pour les valeurs petites de R_0. Le courant, respectivement le flux, croît sur l'une des phases, par exemple *a*, et baisse sur les deux autres (*b*, *c*). L'augmentation continue de la résistance R_0 accentue encore cette tendance.

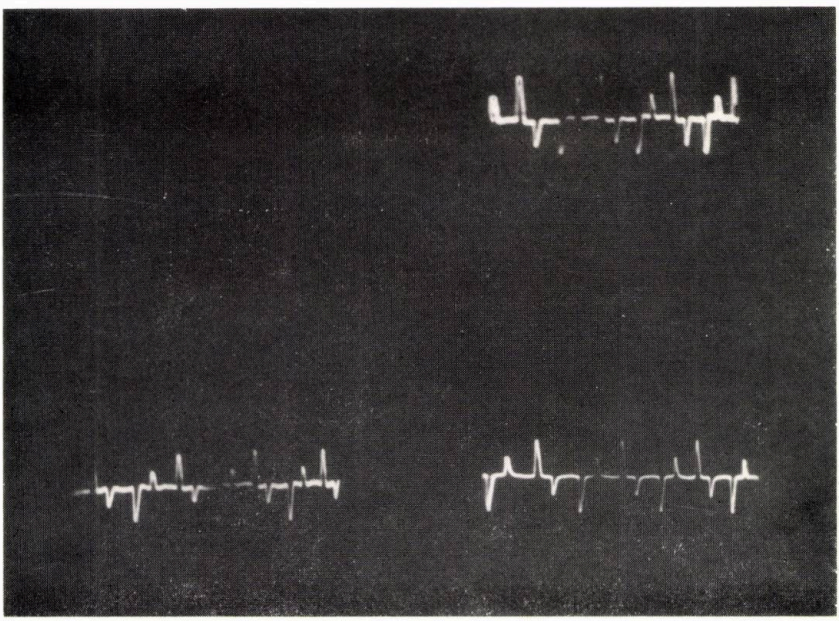


Fig. 8 *a*

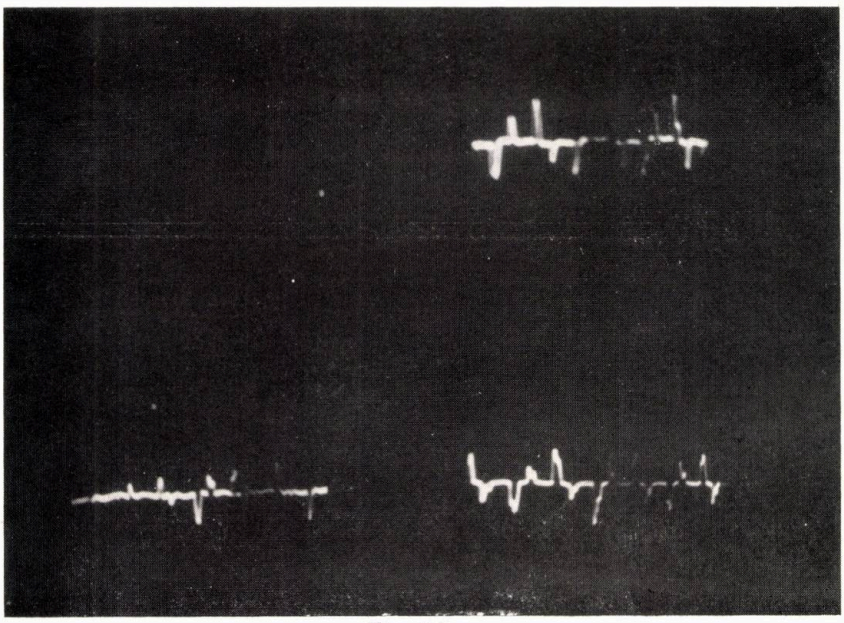


Fig. 8 *b*

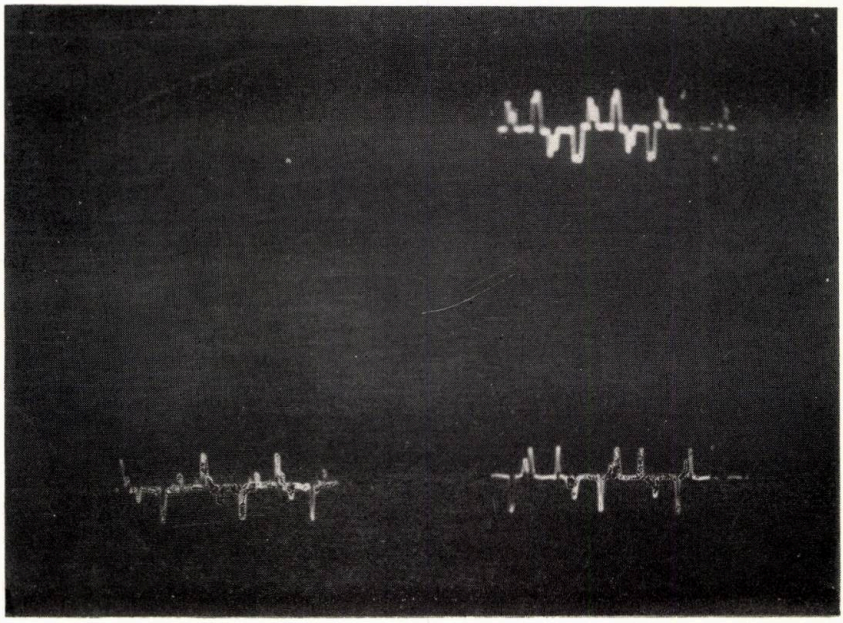
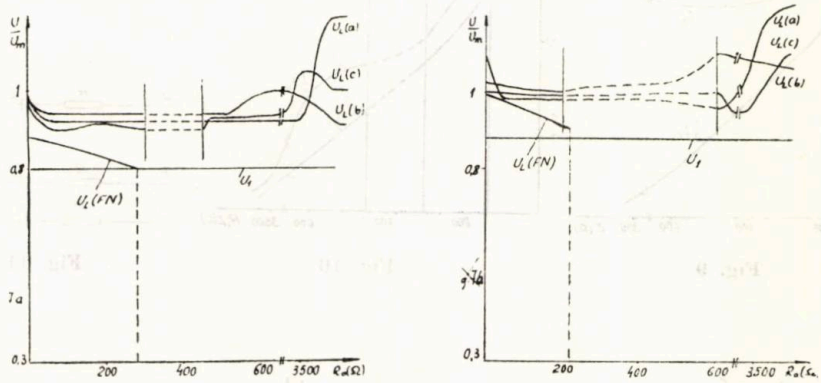


Fig. 8 *c*

Un régime instable apparaît pour les valeurs $R_{crit.1} \leqslant R_0 \leqslant R_{crit.2}$ (fig. 5). Ce régime, très intéressant par ses manifestations, réalise le passage entre les deux situations limite : $R_0 = 0$ et $R_0 = \infty$, caractérisées par des phases initiales différentes et grandeurs différentes des courants. L'instabilité se manifeste par le changement successif des phases initiales et des grandeurs des courants, qui correspondent aux deux excitations différentes. Il est à remarquer le fait que l'intervalle d'instabilité s'élargit au fur et à mesure que la tension appliquée augmente (fig. 5 *b*).



a *b*

Fig. 7

Dans les fig. 6 et 7 on a tracé les tensions sur les phases et, respectivement, sur chaque bobine pour les deux valeurs de la tension appliquée ($U_1/U_m = 0{,}8$ et $U_1/U_m = 0{,}9$). Dans le circuit triphasé à neutre isolé ($R_0 = \infty$) le courant et la tension sur une des phases augmentent beaucoup par rapport aux grandeurs similaires des autres phases.

Les oscillogrammes de la fig. 8 représentent les courants sur les trois phases pour $R_0 = 0$, $R_{crit.1} \leqslant R_0 \leqslant R_{crit.2}$ et, respectivement, $R_0 = \infty$. Ces oscillogrammes mettent en évidence le fait que pour $R_0 = \infty$, l'une des phases (*a*, dans ce cas) joue le rôle de conducteur de retour.

On a examiné ci-dessus uniquement les cas distincts. On peut en obtenir aussi des variantes, par permutation cyclique des indices *a*, *b* et *c*.

Si l'on remplace la résistance R_0 par une inductance réglable, les résultats obtenus (fig. 9) ne diffèrent pas sensiblement par rapport à ceux obtenus antérieurement. La disparition de la zone d'instabilité dans le cas de la bobine peut s'expliquer par l'effet de freinage de son champ magnétique.

On a tracé (fig. 10) les courants homopolaires lorsque : a) une résistance est placée sur le conducteur neutre (courbe *1*), b) une bobine est placée sur le même conducteur (courbe *2*). À part l'absence de la zone d'insta-

bilité on ne remarque pas d'autres différences notables. Le passage d'un cas limite à un autre se produit instantanément.

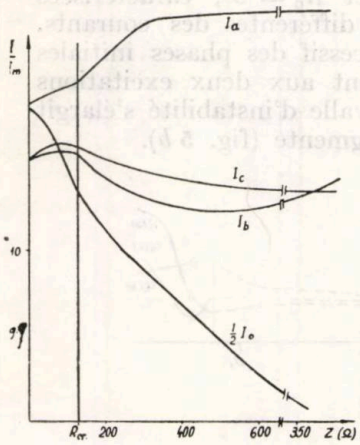


Fig. 9

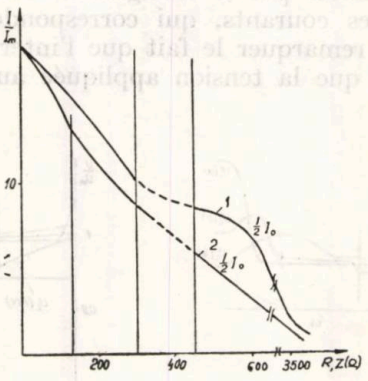


Fig. 10

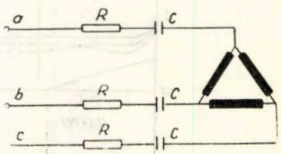


Fig. 11

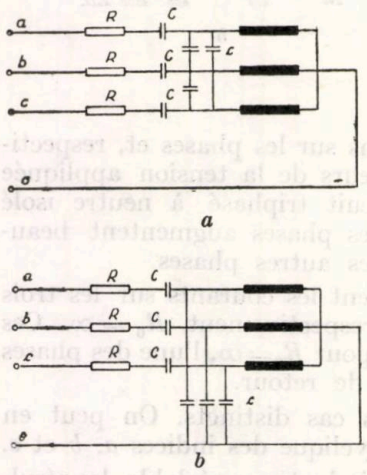


Fig. 12

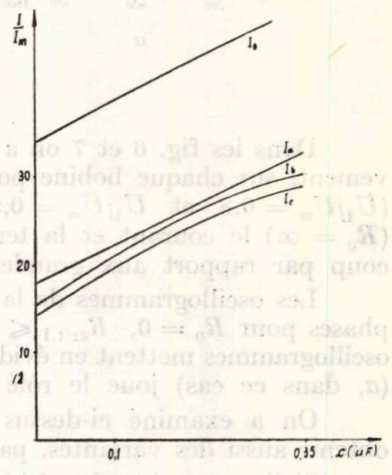


Fig. 13

On obtient des oscillations sous-harmoniques du rang 1/3 même dans le circuit représenté dans la fig. 11 [4], mains l'amplitude en est plus petite et le régime instable à cause du couplage serré entre les phases.

4. Influence des capacités transversales

Avec les montages des fig. 12 *a* et 12 *b* on peut obtenir aussi, très facilement, des oscillations sous-harmoniques. Les capacités *c* ont une contribution toute particulière à l'augmentation des courants sur les phases et à travers le conducteur neutre (Fig. 13).

5. Conclusions

On a prouvé que la ferrorésonance sous-harmonique peut faire son apparition dans les circuits triphasés avec n'importe quelle résistance ou réactance sur le conducteur neutre, dans les circuits à bobines connectées en triangle, dans les circuits contenant des capacités entre les phases ou des capacités entre les phases et la terre.

Quoique, au point de vue pratique, c'est le cas $R_0 = 0$ qui présente un intérêt tout particulier, l'étude de la ferrorésonance pour les diverses valeurs de la résistance ou de la réactance du conducteur neutre met une fois de plus en évidence le caractère de ce phénomène dans les circuits triphasés. La présence de la résistence R_0 de même que celle de la réactance X_0 ne peut pas éviter l'apparition des oscillations sous-harmoniques ; bien au contraire, ce sont ces paramètres qui en détérminent l'augmentation de l'amplitude des oscillations en compliquant le phénomène.

Les capacités transversales (*c*) déterminent une augmentation substantielle des courants.

Dans les circuits triphasés la ferrorésonance est un phénomène très riche, très complexe par rapport au même phénomène dans les circuits monophasés.

Si l'étude s'effectue sur des circuits monophasés équivalents il faut appliquer avec prudence les conclusions obtenus pour les circuits triphasés.

Reçue le 18 juin 1971

Institut Polytechnique, Jassy
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Grzybowski S. et collab., *Condensatoare în electroenergetică*, (traduit du polonais). Ed. Tehn, Buc., 1966, 334–400.
2. Hayashi C., *Nonlinear Oscillations in Physical Systems*. Mc. Graw-Hill Book, New York – Toronto – London, 1964, 162–202, 234–263.
3. Hayashi Sh., Kishima A., *Sub-harmonic Oscillations in Power Circuits with series Capacitors*. Mem. of Faculty of Engn., Kyoto Univ., XXVII, 89–105 (1965).
4. Kishima A., *Sub-harmonic Oscillations in Three-phase Circuit*. Mem. of Faculty of Engn., Kyoto Univ., XXX, 26–44 (1968).
5. Swift W. S., *An Analytical Approach to Ferroresonance*. IEEE Trans. P. A. S., *1*, 42–46 (1969).
6. Wright I. A., Morsztyn K., *Subharmonic Oscillations in Power Systems – Theory and Practice*. IEEE Trans. P. A. S., *8*, 1805–1815 (1970).

7. Долгинов А. А., *Резонанс в электрических цепях и системах.* ГЭИ, М., 1957, 308—324.
8 Дмоховская Л. Ф., *Субгармонические колебания в простейших схемах ив дальных электропередачах.* Электричество, *11*, 27—32 (1955).
9. Мельников Н. А., *Проектирование электрический части воздушных линий электропередачи 330...500* kV. ГИМ, 1965, 231—234.
10. Рахимов Г. Р., *Низшие гармонические и комбинационные колебания в трехфазных нелинейных систетах с ферромагнитными элементами.* Труды Межд. Симпозюма по нелинейным колебаниям, **III**, Киев, 1961, 409—417.
11. Шенкман Л. З., *Субгармонические колебание в контуре с существенно нелинеиной индуктивностью.* Электричество, *10*, 23—28 (1967).

ASUPRA FEROREZONANŢEI ÎN CIRCUITE TRIFAZATE

(Rezumat)

În lucrare se studiază oscilaţiile subarmonice la variaţia parametrilor circuitului trifazat.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secția II
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 681.14; 621.318.1

ASUPRA PARAMETRILOR ȘI TOLERANȚELOR ADMISE ÎN PROCESUL DE SELECTARE A FERITELOR DE MEMORIE

DE

D. D. SANDU și DAN SIMOVICI

1. Introducere

Deoarece tehnologia de fabricație a feritelor cu ciclul de histerezis dreptunghiular (CHD) nu poate asigura o omogenitate perfectă a unor loturi mari de miezuri de același tip, selectarea feritelor de memorie reprezintă o condiție esențială pentru buna funcționare a blocului de memorie. De asemenea pentru proiectarea și construcția memoriei este necesară cunoașterea precisă a tuturor parametrilor în impulsuri ai feritelor de memorie și comutare. Selectarea are ca scop determinarea precisă a acestor parametri și alegerea feritelor cu parametri omogeni.

Criteriile după care se efectuează selectarea depind de modul de organizare și de capacitatea memoriei.

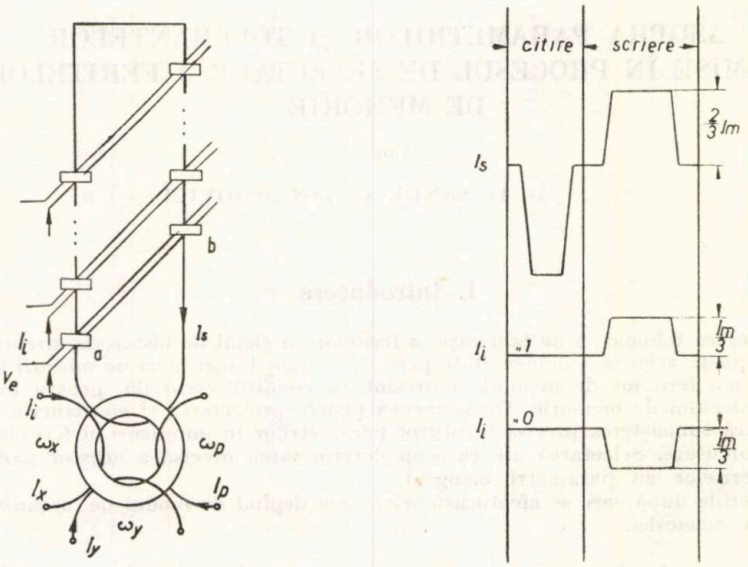
În prezenta lucrare se expun unele considerente și concluzii, rezultate în urma procesului de selectare a feritelor necesare pentru construcția unei memorii cu selecție liniară și două inele per bit. Memoria are capacitatea de 512 adrese a cîte 33 biți. Au fost necesare 33 792 ferite, selectate dintr-un lot de aproximativ 60 000 ferite de import.

2. Calculul toleranțelor

Fixarea valorilor limită și a gamei de variație a diferiților parametri ce intervin în procesul de selectare depinde de modul de organizare a memoriei și de toleranțele admise cu privire la curenți.

În cazul memoriei cu selecție liniară și două inele per bit, la care ne vom referi în viitor, matricele de memorie pot fi bobinate în două feluri [3]. Referindu-ne la prima variantă de bobinare (fig. 1 *a*) se observă că fiecărei poziții binare îi sînt afectate două inele : unul de memorie *a* și celălalt de compensare *b*. Curentul de selecție I_s, ce rezultă în secundarul miezului

de comutare *MC*, străbate inelele de memorie într-un sens iar pe cele de compensare în sens opus. Curentul de inhibiție I_i, precum și firul ce culege semnalul de citire străbat toate inelele în același sens. În faza de citire curentul I_s poate avea o amplitudine mult mai mare decît I_m (curentul necesar comutării complete a feritei), deci $I_s \geqslant I_m$. Pe lîngă faptul că, pentru o anumită gamă de valori, odată cu mărirea lui I_s crește amplitudinea semnalului de citire și scade durata sa T_c [3], [5], alegînd pe I_s mult mai mare decît I_m faza de citire nu este afectată de variația lui I_s, deci nu necesită un calcul al toleranțelor.



a *b*

Fig. 1

În faza de înscriere s-a adoptat varianta $I_s = 2I_m/3$ și $I_i = I_m/3$ (fig. 1 *b*) : pentru înscrierea lui „1" curentul I_i are același sens cu I_s în inelul de memorie și sens contrar în inelul de compensare ; pentru înscrierea lui „0" curentul I_i are sens contrar lui I_s în inelul de memorie și același sens în cel de compensare. Prin urmare, în cadrul acestui sistem, în toate cele trei faze (citire, înscriere „1" și înscriere „0") basculează același număr de inele de ferită.

Calculul toleranțelor se va efectua numai pentru faza de înscriere [2], [8].

Procesul de înscriere decurge corect dacă sînt satisfăcute inegalitățile :

(1) $I_{s\min} + I_{i\min} \geqslant I_m$, (2) $I_{s\max} - I_{i\min} \leqslant I_0$, (3) $I_{i\max} \leqslant I_0$,

unde I_0 este curentul-prag, pentru care inelul nu începe încă să basculeze în regiunea ireversibilă.

Relația (1) exprimă condiția de înscriere corectă pentru „1", relația (2) exprimă condiția de înscriere corectă a lui „0" iar (3), condiția de limitare a curentului de inhibiție spre a nu provoca basculări nedorite.

Notînd cu x toleranțele lui I_s și cu y tolerențele lui I_i, condițiile (1)... ...(3) devin

(4) $(1-x)\,I_s+(1-y)\,I_i=I_m$, (5) $(1+x)\,I_s-(1-y)\,I_i=I_0$,

(6) $$(1+y)I_i=I_0.$$

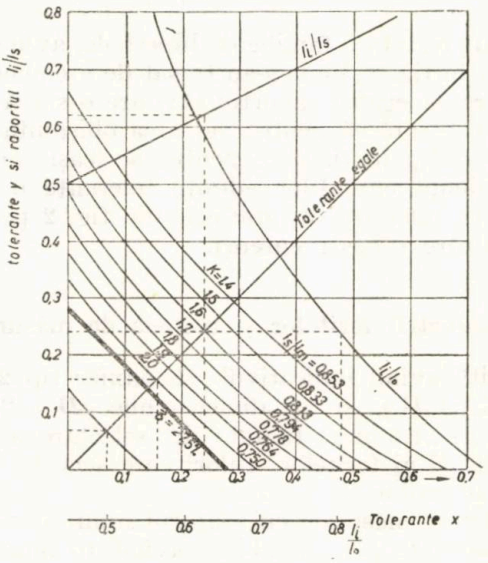


Fig. 2

Din (4)... (6) se obțin valorile limită ale curenților I_i și I_s în funcție de curenții I_m și I_0, care constituie mărimi caracteristice pentru inelul de ferită considerat. Astfel din (6) rezultă

(7) $$I_i=\frac{I_0}{1+y},$$

iar din (4) și (5) se obține:

(8) $$I_s=\frac{I_m+I_0}{2}.$$

Notînd pe I_m/I_0 prin K, din relațiile (4)... (8) se obțin expresiile:

$$(9)\quad \frac{I_s}{I_m}=\frac{K+1}{2K},\qquad (10)\quad \frac{I_s}{I_i}=\frac{2}{x+1},\qquad (11)\quad \frac{I_i}{I_0}=\frac{1}{y+1}.$$

Coeficientul K constituie o mărime caracteristică a materialului magnetic, care pentru majoritatea tipurilor de ferite CHD este cuprins între 1,4...2; mai răspîndită este valoarea 1,6.

Din (4)...(6) și ținînd seama de (9) se obține următoarea relație între toleranțele maxime admisibile

$$(12)\qquad y=\frac{4}{(K+1)(x+1)}-1.$$

Ecuația (12) reprezintă o familie de hiperbole, avînd pe K drept parametru, reprezentată în fig. 2, unde s-au trasat de asemenea rapoartele (10), (11) și linia de toleranțe egale; raportul (11) are o scară adecvată.

Din figură se constată că pentru valoarea obișnuită $K = 1{,}6$ toleranțele admise sînt de 24%, în timp ce pentru aceleași condiții memoria cu selecție prin coincidența curenților admite toleranțe de numai de 7,5% [1], [3]. După fixarea toleranțelor, graficele din fig. 2 permit determinarea raportului optim dintre diferiți curenți.

3. Parametrii feritelor și metoda de măsurare

Inelele de ferită avînd indicativul Memaxfer tip 20 R_1 sînt de producție germană (R. D. G.), și au dimensiunile $D = 2 \pm 0{,}15$ mm, $d = 1{,}3 \pm 0{,}15$ mm, $h = 1...1{,}5$ mm. Înainte de selectare au fost determinați parametrii în impulsuri ai feritelor, valori care servesc la proiectarea memoriei și fixarea curenților de selectare.

Parametrii au fost măsurați cu ajutorul unui generator de impulsuri descris în [9], cu secvență programabilă, avînd 16 impulsuri în secvență.

Secvența a fost aleasă în mod adecvat [9] pentru a putea fi determinați toți parametrii ce pot condiționa sau afecta construcția și funcționarea memoriei [1]...[9].

Astfel, la un curent $I_m = 600$ mA, pentru o ferită medie se obține: a) semnalul util neperturbat $uV_1 = 90$ mV, b) semnalul parazit perturbat $dV_0 = 5$ mV, c) timpul de comutare $T_c = 1{,}6$ μs, d) frontul anterior al impulsului de comandă $t_r = 40$ ns, e) durata impulsului de comandă $\tau_i = 6$ μs.

De asemenea, pentru proiectarea circuitelor electronice asociate [3], [4], [6], au fost trasate grafic funcțiile

$$(13)\qquad V_1=f_1(I-I_0),\qquad (14)\quad \frac{1}{T_c}=f_2(I-I_0),$$

reprezentate în fig. 3. Cu ajutorul lor s-a determinat curentul-prag $I_0 = 0{,}35$ A și rezistența echivalentă în timpul comutării în regiunea ireversibilă, $r_0 = 0{,}5\ \Omega$.

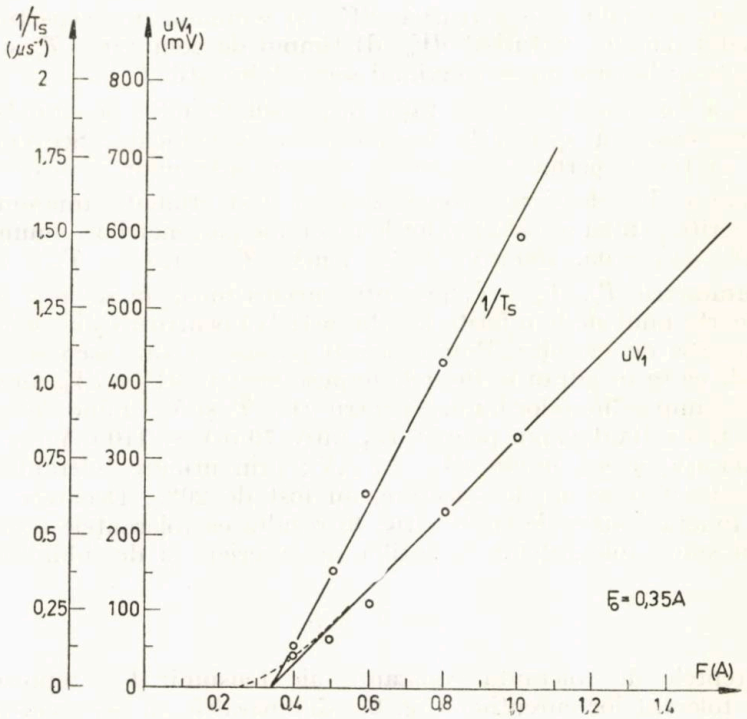


Fig. 3

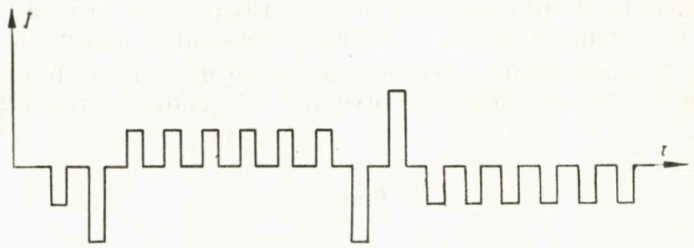


Fig. 4

Se constată că în cazul feritelor studiate

$$K = \frac{I_m}{I_0} = \frac{600}{350} = 1{,}71. \tag{15}$$

Pentru selectarea feritelor s-a folosit același generator de impulsuri cu secvență programabilă. Deși memoria cu selecție liniară permite toleranțe însemnate, limitele de variație a parametrilor feritelor au fost suficient de strînse. De obicei la selectare se iau în considerație următoarele mărimi : a) semnalul util perturbat dV_1, b) semnalul util neperturbat uV_1, c) semnalul parazit perturbat dV_0, d) timpul de comutare T_c și e) intervalul de timp la care apare maximul semnalului util T_m.

Nu a fost luat în considerație răspunsul feritelor la impulsuri $I_m/2$, care interesează în special la memoriile cu coincidență. Secvența reprezentată în fig. 4 permite aprecierea tuturor mărimilor indicate mai sus.

Înainte de selectarea propriu-zisă au fost studiate amănunțit cîteva sute de ferite pentru a stabili valorile medii ale parametrilor, anume : $dV_1 = 90$ mV, $uV_1 = 95...100$ mV, $dV_0 = 7$ mV, $T_c = 1{,}6$ μs, $T_m = 0{,}6$ μs.

Parametrii T_c, T_m, uV_1 prezintă variații mici, în schimb dV_1 și dV_0 diferă foarte mult de la o ferită la alta, astfel că pentru aceștia au fost impuse limite precise de variație. Practic acești parametri sînt esențiali în sensul că feritele ce se încadrau în limitele impuse pentru dV_1 și dV_0 corespundeau în același timp și limitelor impuse pentru uV_1, T_c și T_m. Fiind dată secvența din fig. 4, s-a fixat gama pentru dV_1 între 70 mV și 110 mV, cu valoarea medie 90 mV, și s-a impus $dV_0 = 7$ mV ; prin urmare toleranțele pentru dV_1, admise în procesul de selectare, au fost de 20%. Deoarece tensiunea V_1 este funcție liniară de curent (fig. 3) rezultă că toleranțele tensiunii sînt egale cu suma toleranțelor curenților de înscriere și de inhibiție :

$$z = x + y. \tag{16}$$

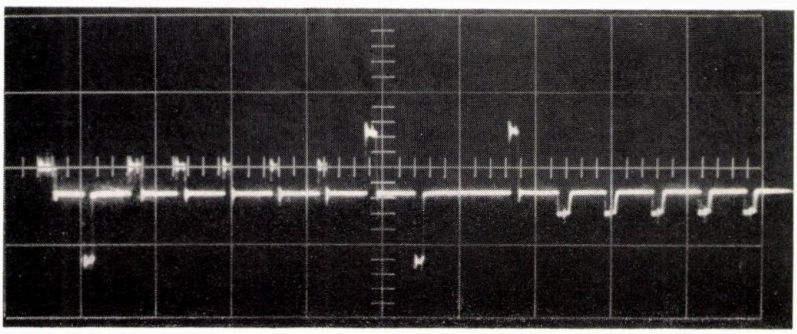
Dreptele de toleranță constantă ale tensiunii V_1, reprezentate pe graficul toleranțelor curenților (fig. 2), sînt paralele cu bisectoarea a doua. Comparînd dreapta de toleranță constantă $z = 0{,}02$ cu hiperbola toleranțelor curenților corespunzătoare lui $K = 1{,}7$ (15) se constată că toleranțele admise în timpul selectării sînt inferioare celor care se pot admite cu privire la curenți, fapt care asigură funcționarea corectă a memoriei.

În fig. 5 se reprezintă o secvență de impulsuri aplicate feritei (fig. 5 *a*) și răspunsul dat de ferită (fig. 5 *b* ; orizontal 0,5 μs/div, vertical 25 mV/div).

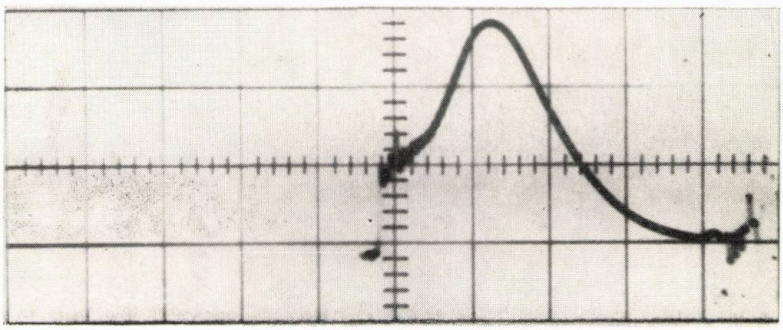
4. Concluzii

1. S-a efectuat calculul toleranțelor pentru o memorie cu ferite avînd selecția liniară și două inele per bit. Reprezentarea grafică a toleranțelor maxime admisibile a permis fixarea limitelor de variație a diferiților parametri în procesul de selectare.

2. Determinarea parametrilor în impulsuri ai feritelor ușurează fixarea limitelor de selectare și furnizează toate datele necesare calculului memoriei.



a



b

Fig. 5

3. A fost selectat un lot de aproximativ 60 000 ferite din care s-au reținut 35 000 ferite care s-au încadrat în limitele fixate pentru dV_1, dV_0, uV_1, T_c, T_m.

Primită la 10 mai 1969 *Universitatea „Al. I. Cuza", Iași*

BIBLIOGRAFIE

1. Meyerhoff A. J., *Digital Applications of Magnetic Devices.* John Wiley a. Sons, New York—London, 1960.
2. Freeman J. R., *Pulse Reponse of Ferrite Memory Cores.* IRE WESCON Convention Record, 1954, 50—61.
3. Sandu D., *Mémoire rapide à ferrites avec sélection par mot à deux noyaux par bit.* Thèse, Toulouse, 1963.
4. Sandu D., *Metodă de calcul a memoriei cu ferite bazată pe circuitul echivalent în timpul comutării.* Autom. și Electron., *5*, 205—211 (1964).
5. Sandu D., *Comportarea în impulsuri a inelelor de ferită cu ciclul de histerezis rectangular.* An. șt. Univ. „Al. I. Cuza" Iași, secția I *b*, Fizică, X, 57—66 (1964).
6. Sandu D., *O metodă grafico-analitică de studiu a circuitelor cu ferite.* St. și cerc. de fizică, **17**, *4*, 331—357 (1965).
7. Brown J. R. Jr., *First and Second-Order Ferrite Memory Core Characteristics and their Relationship to System Performance.* IEEE Trans. Electronic Computers, **EC-15**, *4*, 485—508 (1966).
8. Hawkins J. K., *Circuit Design of Digital Computers.* John Wiley a. Sons, New York—London—Sydney—Toronto, 1968.
9. Sandu D. D., Simovici D., *Nouveau principe de construction d'un générateur d'impulsions à séquence programmable pour l'étude des ferrites CHR.* Bul. Inst. polit. Iași, XV (XIX), *3—4*, s. III, 55 (1969).

ON THE ADMISSIBLE PARAMETRES AND TOLERANCES OF SELECTED FERRITE CORES FOR MEMORIES

(Summary)

In this paper there are presented the calculations for the tolerances of the cores, belonging to a ferrite memory with linear selection and two cores on a bit. A graphical representation of the admissible tolerances allows the inference of the limits of diferent ferrite cores parameters. There were also studied the impuls-parameters of about 60 000 cores and among these about 35 000 were selected (whose parameters were between the fixed limits for dV_1, dV_0, uV_1, uV_0).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secţia II
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.317.772

UN FAZMETRU CU LOGOMETRU ELECTROSTATIC

DE

M. ANTONIU

1. Introducere

Fazmetrele cu citire directă existente, logometrice sau nelogometrice [1]...[3], prezintă inconvenientul că la tensiuni de peste 0,5...1 kV necesită transformatoare de tensiune, soluţie nu totdeauna convenabilă, şi că în plus funcţionează cu erori mari cînd factorul de putere al reţelei este foarte mic — situaţie întîlnită uneori în practică.

În cele ce urmează se descrie un fazmetru electrostatic de tip logometru, care la măsurări sub tensiuni ridicate poate oferi o soluţie mai economică decît celelalte tipuri de fazmetre. În plus, aparatul funcţionînd bine şi la factori de putere foarte mici furnizează posibilitatea realizării unui instrument simplu, cu citire directă, pentru măsurarea tg δ la condensatoarele şi cablurile de forţă în timpul funcţionării acestora.

Ideea realizării unui fazmetru electrostatic se pare că este cunoscută[1]) însă din cîte se cunoaşte un astfel de fazmetru nu a fost descris nicăieri în literatura de specialitate.

2. Descrierea fazmetrului

Schema fazmetrului propus este arătată în fig. 1, unde C_m şi M_m reprezintă circuitul şi respectiv mecanismul de măsură, iar I şi U curentul şi respectiv tensiunea de la bornele impedanţei $Z(\varphi)$, φ constituind defazajul (mărimea de măsurat) dintre U şi I.

---

[1]) În lucrarea [2], singura care se referă la fazmetrul electrostatic, la subsolul paginii 9, se menţionează doar că ideea realizării fazmetrului electrostatic aparţine lui A. F. Kotiuk (URSS, 1959), fără a se da o descriere, oricît de sumară, a instrumentului respectiv.

2.1 Mecanismul de măsură (M_m)

Este de tip logometru electrostatic sensibil la fază fiind alcătuit din două părţi, care furnizează cuplul direct M_1 (în sensul de creştere al deviaţiei α — fig. 3) şi respectiv oponent M_2. Partea care furnizează cuplul M_1 este constituită din electrozii ficşi *1*, *2* şi electrodul mobil e_{m1}, între care

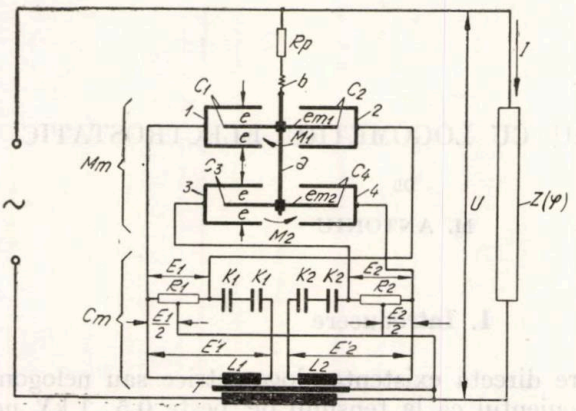


Fig. 1

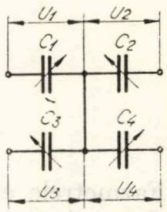


Fig. 2

se formează capacităţile active C_1 şi C_2, iar cea care produce cuplul M_2 — din electrozii ficşi *3*, *4* şi electrodul mobil e_{m2}, între care se formează capacităţile active C_3 şi C_4. Electrozii e_{m1} şi e_{m2} sînt fixaţi rigid pe axul de susţinere *a* şi legaţi electric între ei aşa cum se arată în fig. 2, unde $U_1,...,U_4$ reprezintă tensiunile de intrare la capacităţile $C_1,...,C_4$. Legătura electrică dintre electrozii mobili şi borna fixă respectivă se realizează cu ajutorul bendiţei subţiri *b* (fig. 1) — resort „fără cuplu" — pentru a cărei protecţie împotriva curenţilor de scurtcircuit s-a prevăzut rezistenţa R_p.

Se ştie că pentru funcţionarea mecanismului logometric este necesar ca măcar unul din cele două cupluri să depindă de deviaţia α (fig. 3). În cazul de faţă partea care produce cuplul M_2 este un electrometru cu cadrane obişnuit, la care capacităţile active satisfac relaţiile (K = const.):

$$C_3 = C_{30} - K\alpha, \qquad C_4 = C_{40} + K\alpha, \tag{1}$$

$$C_{30} = C_{40} \text{ (zero electric)}, \tag{2}$$

ceea ce arată că M_2 este independent de α şi prin urmare M_1 va trebui obligator să depindă de α.

Pentru a realiza această condiţie trebuie modificată geometria condensatoarelor C_1 şi C_2 astfel ca:

$$C_{10} = C_{20} \text{ (zero electric)}, \tag{3}$$

$$\frac{dC_1}{d\alpha} = f(\alpha) = -\frac{dC_2}{d\alpha}, \tag{4}$$

unde C_{10} și C_{20}, la fel ca C_{30} și C_{40}, reprezintă valorile capacităților respective pentru $\alpha = 0$. O geometrie a electrozilor care satisface condițiile (3) și (4) este arătată în fig. 3, în care *5* este un electrod fix de aceeași formă cu electrozii *1* și *2*, însă legat electric cu em_1 și care servește la o mai bună ecranare a acestuia din urmă.

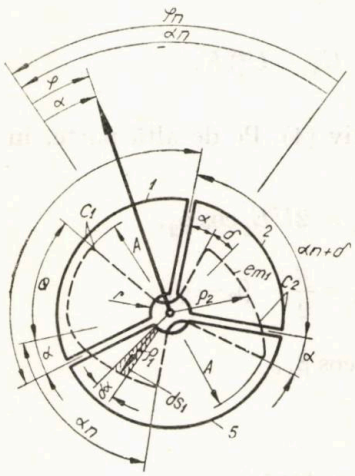


Fig. 3

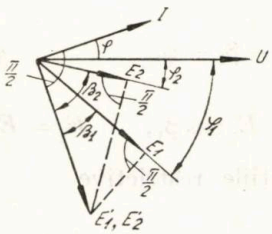


Fig. 4

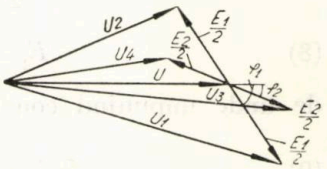


Fig. 5

Limitele de măsură ale fazmetrului au fost alese astfel ca mecanismul de măsură să satisfacă condițiile :

$$(5) \qquad \varphi = 0 \rightarrow \alpha = 0, \qquad \varphi = \varphi_n = 90^\circ \rightarrow \alpha = \alpha_n,$$

unde α_n este unghiul total de scară (fig. 3).

2.2. Circuitul de măsură (C_m)

Furnizează tensiunile $U_1,...,U_4$ (fig. 2) care depind de φ. Este alcătuit din transformatorul T, cu două înfășurări secundare, la bornele cărora sînt conectate circuitele defazoare $R_1 K_1$ și $R_2 K_2$; acestea din urmă au impedanțe mult mai mari decît cele ale înfășurărilor secundare pe care sînt conectate și ca urmare se poate considera că T lucrează la gol. În această ipoteză și în cazul cînd φ este capacitiv, diagrama fazorială a tensiunilor de ieșire din circuitul de măsură C_m are aspectul din fig. 4 ; pe baza acesteia s-a construit diagrama fazorială a tensiunilor de intrare ale mecanismului de măsură M_m, arătată în fig. 5.

3. Ecuaţia de funcţionare

Asupra organului mobil al mecanismului logometric (fig. 1), acţionează cuplurile

$$M_1 = \frac{1}{2} U_1^2 \frac{dC_1}{d\alpha} + \frac{1}{2} U_2^2 \frac{dC_2}{d\alpha} = \frac{1}{2}(U_1^2 - U_2^2) f(\alpha),$$

$$M_2 = \frac{1}{2} U_3^2 \frac{dC_3}{d\alpha} + \frac{1}{2} U_4^2 \frac{dC_4}{d\alpha} = -\frac{1}{2}(U_3^2 - U_4^2) K,$$

unde K şi $f(\alpha)$ au semnificaţia din (1) şi respectiv (4). Pe de altă parte, în baza fig. 5 se pot scrie relaţiile :

(6) $$U_1^2 - U_2^2 = 2UE_1 \cos \varphi_1, \qquad U_3^2 - U_4^2 = 2UE_2 \cos \varphi_2,$$

(7) $$\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - \beta_1 - \varphi, \qquad \varphi_2 = \frac{\pi}{2} - \beta_2 - \varphi,$$

(8) $$E_1 = E_1' \cos \beta_1, \qquad E_2 = E_2' \cos \beta_2,$$

de unde impunînd condiţiile restrictive

(9) $$f(\alpha) = \frac{a}{\alpha + b}, \qquad (a \text{ şi } b - \text{constante}),$$

(10) $$|E_1'| = |E_2'| = E, \qquad (11) \quad \beta_1 + \beta_2 = \frac{\pi}{2},$$

care duc la importante avantaje de ordin constructiv şi funcţional, rezultă expresiile celor două cupluri de forma :

(12) $$M_1 = \frac{aUE \cos \beta_1 \sin(\beta_1 + \varphi)}{\alpha + b}.$$

Scriind acum condiţia de echilibru pentru organul mobil ($M_1 + M_2 = 0$), se ajunge la ecuaţia de funcţionare a fazmetrului :

$$\alpha = \frac{a \sin(\beta_1 + \varphi)}{K \cos(\beta_1 - \varphi) \operatorname{tg} \beta_1} - b,$$

care cu ajutorul relaţiilor

(13) $$a = \frac{\alpha_n K \operatorname{tg}^2 \beta_1}{1 - \operatorname{tg}^2 \beta_1}, \qquad b = -\frac{\alpha_n \operatorname{tg}^2 \beta_1}{1 - \operatorname{tg}^2 \beta_1},$$

furnizate de ea însăşi prin impunerea condiţiilor (5), poate fi pusă sub forma

$$\alpha = -\frac{\alpha_n \operatorname{tg} \beta_1}{1 - \operatorname{tg}^2 \beta_1}\left[\frac{\sin(\beta_1 + \varphi)}{\cos(\beta_1 - \varphi)} - \operatorname{tg} \beta_1\right], \tag{14}$$

sau încă :

$$\eta = -\frac{\operatorname{tg} \beta_1}{1 - \operatorname{tg}^2 \beta_1}\left[\frac{\sin(\beta_1 + \varphi)}{\cos(\beta_1 - \varphi)} - \operatorname{tg} \beta_1\right], \tag{15}$$

unde

$$\eta = \frac{\alpha}{\alpha_n}. \tag{16}$$

Din ecuația (15) rezultă că forma scării gradate a fazmetrului, în unități de φ, este hotărîtă de parametrul β_1 și că pentru funcționarea aparatului ($\eta > 0$) este necesar ca β_1 să îndeplinească condiția $0 < \beta_1 < 45°$. În fig. 6 se arată forma scării definită de (15). Se observă că la $\beta_1 = 40°$

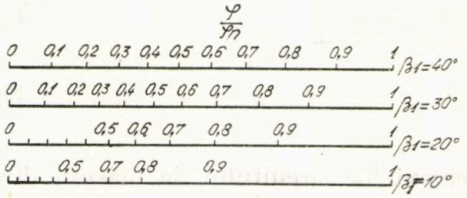


Fig. 6

scara este aproximativ uniformă și că la scăderea lui β_1 sensibilitatea, în a doua jumătate a scării, crește atît de mult încît la $\beta_1 = 10°$, intervalul $\varphi = 81°...90°$ este desfășurat pe aproximativ jumătate din lungimea scării. Această ultimă situație indică posibilitatea utilizării fazmetrului electrostatic și la măsurarea directă a unghiului de pierderi la condensatoare și cabluri de forță, unghi (complementul lui φ) cuprins în limitele 0°...9° [4].

4. Schimbarea regimului de funcționare

În schema din fig. 1 conexiunile circuitului de măsură sînt cele corespunzătoare funcționării pe receptor cu defazaj capacitiv. La funcționarea pe generator cu defazaj capacitiv este necesar a se inversa legăturile la primarul transformatorului T ; în acest fel se conservă diagrama tensiunilor din fig. 4, adică rămîne valabilă ecuația (15).

La funcționarea pe receptor cu defazaj inductiv electrozii *1*, *2* și *3*, *4* se leagă la condensatoarele jumelate K_2 și respectiv K_1 așa cum se arată

în fig. 7. În această situație diagrama fazorială a tensiunilor de ieșire din circuitul de măsură are aspectul din fig. 8. Pe baza acestei diagrame se obțin relațiile :

$$\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - \beta_1 - \varphi, \qquad \varphi_2 = \beta_1 - \varphi\,; \qquad E_1 = E\cos\beta_1, \qquad E_2 = E\cos\beta_2,$$

identice cu (7) și respectiv (8), asociate în prealabil cu (10) și (11), încît ecuația (15) își păstrează valabilitatea. Pentru funcționarea pe generator inductiv este suficient a se inversa legăturile la primarul transformatorului T.

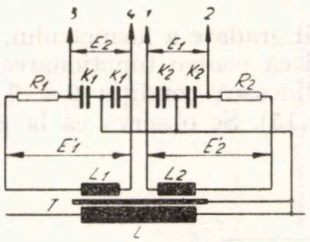


Fig. 7

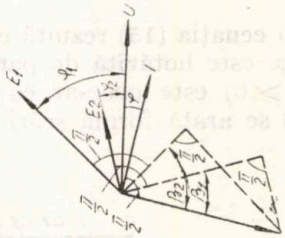


Fig. 8

Conectarea elementelor circuitului de măsură din fig. 1, în vederea realizării celor patru regimuri de funcționare menționate mai înainte, se realizează cu ajutorul unui comutator cu patru poziții, a căror succesiune este : capacitiv — receptor, capacitiv — generator, inductiv — generator și inductiv — receptor.

5. Cuplul stabilizant specific (M'_s)

Plecînd de la (12) se obține relația

$$M'_s = \frac{\partial}{\partial\alpha}(M_1 + M_2) = -\frac{aUE\cos\beta_1\sin(\beta_1+\varphi)}{(\alpha+b)^2},$$

care pune în evidență faptul că M'_s scade la creșterea lui α atingînd cea mai mică valoare $M_{s\min}$) pentru $\alpha = \alpha_n$, dată de expresia :

$$M'_{s\min} = \frac{KUE}{\alpha_n} y, \tag{17}$$

unde

$$y = (1 - \operatorname{tg}^2\beta_1)\sin^2\beta_1.$$

Funcția $y(\beta_1)$ este reprezentată în fig. 9; se observă că în ceea ce privește cuplul stabilizant specific ($M'_{s\min}$) sînt avantajoase valorile mari ale parametrului β_1.

6. Expresii de calcul

Punctul de plecare la proiectarea unui astfel de fazmetru îl poate constitui, de exemplu, alegerea formei scării gradate, adică precizarea valorii parametrului β_1, punct de vedere adoptat în cele ce urmează.

6.1. Mecanismul de măsură

a) *Partea care furnizează cuplul oponent.* Din prima expresie (1) se deduce

$$K = \frac{C_{30} - C_{3n}}{\alpha_n},$$

unde C_{3n} reprezintă valoarea lui C_3 pentru $\alpha = \alpha_n$. Calculînd acum pe C_3 și C_{3n} pe baza fig. 10 ($r^2 \ll R^2$) se obține

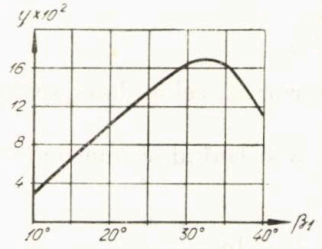


Fig. 9

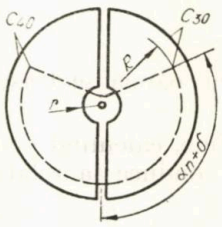


Fig. 10

(18) $$K = \frac{\varepsilon R^2}{e},$$

de unde, ținînd seama de (17), se ajunge la relația de bază

(19) $$R^2 = \frac{e\alpha_n M_{s\min}}{\varepsilon y U E},$$

în care e reprezintă distanța dintre electrozii activi (fig. 1) iar ε — permitivitatea dielectricului (aerului) dintre aceștia.

Unghiul δ, care reprezintă unghiul de întrepătrundere dintre electrozii e_{m1} și *2* (fig. 3) sau dintre e_{m2} și *3* (fig. 10) cînd $\alpha = \alpha_n$, se alege astfel ca $\delta/\alpha_n = 0{,}3...0{,}5$.

b) *Partea care furnizează cuplul direct.* În ipoteza $r^2 \ll \rho_1^2$, din fig. 3 rezultă

$$dC_1 = \frac{2\varepsilon\, dS_1}{e} \approx \frac{\varepsilon\rho_1^2}{e} d\alpha = -dC_2,$$

de unde ținînd seama de (9) se obține relația:

$$\rho_1^2 = \rho_2^2 \approx \frac{ae}{\varepsilon\alpha_n(\eta + \eta_0)}, \tag{20}$$

în care

$$\eta_0 = \frac{b}{\alpha_n} = \frac{\operatorname{tg}^2\beta_1}{1 - \operatorname{tg}^2\beta_1}. \tag{21}$$

Pentru $\eta = 0$ relația (20) devine

$$A^2 = \frac{ae}{\varepsilon b} = R^2, \tag{22}$$

unde R are semnificația din (19).

Împărțind acum relațiile (20) și (22) se obține expresia simplificată:

$$\frac{\rho_1}{A} = \frac{\rho_2}{A} \approx \sqrt{\frac{\eta_0}{\eta + \eta_0}}, \tag{23}$$

cu ajutorul căreia se trasează conturul exterior al celor două sectoare ale lui em_1.

În fine, calculînd pe C_{10} și C_{20} din fig. 3 și ținînd seama de (13), condiția (3) conduce la relația

$$\frac{\theta}{\alpha_n} = -\frac{\operatorname{tg}^2\beta_1}{1 - \operatorname{tg}^2\beta_1}\left[\frac{\delta}{\alpha_n}(1 - \operatorname{tg}^2\beta_1) + \ln\frac{1}{\operatorname{tg}^2\beta_1}\right], \tag{24}$$

pe baza căreia se poate calcula unghiul θ și în care δ are semnificația din fig. 10 (sau fig. 3). Tot pe baza fig. 3 rezultă inegalitatea $3\alpha_n + \theta + \delta \leqslant 2\pi$, adică:

$$\alpha_n \leqslant \frac{2\pi}{3 + \theta/\alpha_n + \delta/\alpha_n}. \tag{25}$$

Cum la $10° \leqslant \beta_1 \leqslant 40°$, $\delta/\alpha_n + \theta/\alpha_n = 0{,}7 \ldots 1{,}2$, din (25) rezultă $\alpha_n = 85° \ldots 95°$, valoare ce satisface cerințelor instrumentelor cu ac indicator.

6.2. Circuitul de măsură

Pentru dimensionarea elementelor circuitului de măsură se utilizează relațiile

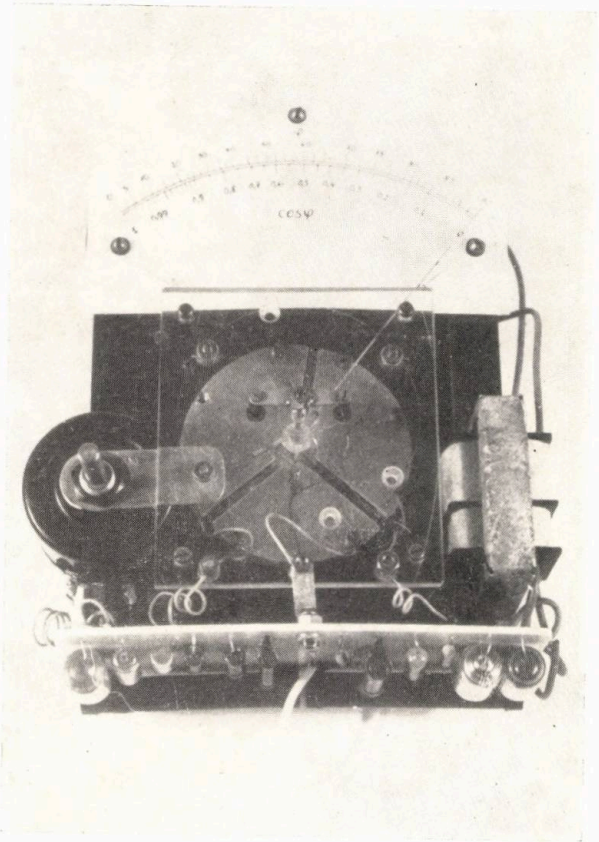


Fig. 11

$$\frac{2}{\omega K_1 R_1} = \operatorname{tg} \beta_1 = -\frac{\omega K_2 R_2}{2}, \tag{26}$$

deduse din diagrama fazorială a tensiunilor (fig. 4), iar pentru dimensionarea transformatorului T se pleacă de la relația

$$E = m \frac{\Delta U}{2}, \tag{27}$$

în care E are semnificația din (10), m este raportul de transformare iar $\Delta U = L\omega I$ — căderea de tensiune pe primar (0,5...2,5% din U) și în care L reprezintă inductivitatea primarului transformatorului. De asemenea, conform ipotezei inițiale, parametrii elementelor de circuit trebuie să satisfacă și condițiile:

$$\frac{1}{\omega K_1} \neq \omega L_1 \ll \sqrt{R_1^2 + \frac{4}{\omega^2 K_1^2}}, \qquad \frac{1}{\omega K_2} \neq \omega L_2 \ll \sqrt{R_2^2 + \frac{4}{\omega^2 K_2^2}}, \tag{28}$$

în care L_1 și L_2 sînt inductivitățile celor două înfășurări secundare ale transformatorului T.

7. Exemplu de calcul și construcție

Fie de realizat un fazmetru avînd $\alpha_n = 70°$, $U = 6$ kV și curentul nominal $I_n = 5$ A la 50 Hz.

a) *Mecanismul de măsură.* Se alege forma scării corespunzătoare la $\beta_1 = 30°$ și se impun datele : $E = 1{,}5$ kV la I_n, $\delta = 25°$, $M'_{s\min} = 2$ μNm/rad, $e = 10$ mm. Pe baza acestora, din (19), (21) și (24) rezultă respectiv $R = A = 35$ mm, $\eta_0 = 0{,}5$, $\vartheta = 47°$.

b) *Circuitul de măsură.* Admițînd $\Delta U = 1\%$ din U, din (27) se obține $m = 25$; de asemenea alegînd $K_1 = K_2 = 2\,000$ pF, din (26) rezultă $R_1 = 5{,}5$ MΩ, $R_2 = 3{,}67$ MΩ. În ceea ce privește transformatorul T, după realizarea condițiilor (28) calculele devin clasice [5].

Modelul experimental construit pe baza calculelor de mai sus este arătat în fig. 11 ; aparatul se încadrează în clasa de precizie 2,5 pentru $I \geqslant 1$ A.

Observații. Plasînd mecanismul de măsură în ulei de transformator ($\varepsilon \approx 2$) distanța dintre electrozi poate fi redusă la $e = 3$ mm, situație în care se obține $M'_{s\min} \approx 13$ μNm/rad, iar instrumentul trece în clasa de precizie 1,5 sau chiar 1. Aici prezența uleiului nu modifică ecuația de funcționare ca la voltmetre [6], deoarece aceasta din urmă nu conține pe ε.

8. Erori

Eroarea fundamentală a fazmetrului este dată de relația:

$$\gamma = \gamma_m + \gamma_c, \tag{29}$$

în care γ_m este eroarea proprie a mecanismului logometric ar γ_c — eroarea introdusă de către circuitul de măsură în indicația fazmetrului.

Prima eroare (γ_m) are drept componente principale frecarea în lagăre și cuplul bendiței 6 (fig. 1); în cazul de față, pentru $I = 1...5$ A, $\gamma_m = 1{,}6...0{,}8\%$ din lungimea scării gradate.

A doua eroare (γ_c) se datorește variației frecvenței rețelei cum și variației parametrilor elementelor de circuit cu factorii de climă (în principal temperatura) și este dată de relația

$$\gamma_c = \frac{\operatorname{tg}\beta_1 \operatorname{ctg}\varphi}{(\operatorname{ctg}\varphi + \operatorname{tg}\beta_1)^2}\left(\frac{\Delta\omega}{\omega} + \frac{\Delta K_1}{K_1} + \frac{\Delta R_1}{R_1}\right), \tag{30}$$

dedusă pe baza ecuației (15), în care $\Delta\omega/\omega$ este variația relativă a frecvenței iar $\Delta K_1/K_1$ și $\Delta R_1/R_1$ — variațiile relative ale mărimilor respective sub influența factorilor de climă, incluzînd și instabilitatea în timp a acestora.

Valoarea maximă a termenului din fața parantezei este 0,25, așa încît

$$\gamma_c = 0{,}25\left(\frac{\Delta\omega}{\omega} + \frac{\Delta K_1}{K_1} + \frac{\Delta R_1}{R_1}\right). \tag{30'}$$

În cazul de față calitatea rezistențelor și condensatoarelor folosite permite să se admită valorile globale $\Delta R_1/R_1 = 1{,}5\%$, $\Delta K_1/K_1 = 0{,}25\%$; considerînd $\Delta\omega/\omega = 1\%$ se obține $\gamma_c = 0{,}6\%$ din lungimea scării gradate.

9. Concluzii

Cu ajutorul unui logometru electrostatic sensibil la fază se poate realiza un fazmetru simplu, adecvat pentru tensiuni medii (3...15 kV) și care funcționează satisfăcător la valori foarte mici ale factorului de putere. Aparatul are o precizie comparabilă cu cea a fazmetrelor neelectrostatice existente și în plus poate fi utilizat la măsurarea directă a unghiului de pierderi la condensatoarele și cablurile de forță de tensiuni medii chiar în timpul funcționării acestora.

Primită la 30 decembrie 1969

Institutul politehnic, Iași
Catedra de electrotehnică și măsuri electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Sattelberg K., *Frequenz und Phase Messung.* ATM, April 1965.
2. Вишенчюк Н. П. и сотр., *Электромеханические и электронные фазометры.* М., 1962, гл. 1.
3. * * * *Полупроводниковые приборы в изтерительной технике.* М., 1964, 70.
4. Nanu A., *Încercarea materialelor electrotehnice.* Buc., 1960, 444.
5. Bărbat B., *Transformatoare de joasă frecvență.* Buc., 1967, cap. 3.
6. Banner E. H. W., *Instruments électroniques de mesure.* Dunod, Paris, 1959, cap. I.

PHASEMÈTRE À LOGOMÈTRE ÉLECTROSTATIQUE

(Résumé)

On décrit un schéma de phasemètre monophasé pour des tensions élevées, qui utilise un logomètre électrostatique sensible à la phase. On analyse le fonctionnement de ce phasemètre en donnant un exemple de calcul et construction, pour 6 kV, 5 A et classe de précision 2,5. L'appareil fonctionne d'une manière satisfaisante aux valeurs très petites du facteur de puissance en donnant, ainsi, la possibilité de mesurer par voie directe l'angle de pertes aux condensateurs et câbles de force même pendant leur fonctionnement.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secția II
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.317.33

CIRCUIT REZISTIV CU INDICATOR DIFERENȚIAL DE NUL PENTRU MĂSURAREA COMPONENTELOR RECTANGULARE ALE IMPEDANȚELOR *)

DE

M. CREȚU

1. Introducere

Pentru măsurarea indirectă a componentelor activă și reactivă ale unei impedanțe, cele mai răspîndite sînt metodele în punte. Mai puțin precise, dar expeditive, sînt metodele de deviație, în care se realizează prin intermediul unui instrument de deviație compararea modulelor a două tensiuni. Metodele de deviație devin mai precise dacă în locul instrumentelor de deviație se folosesc pentru relevarea „echilibrării", indicatoare diferențiale de nul.

În această lucrare se prezintă un procedeu de măsurare cu indicator diferențial de nul, mai avantajos decît procedeele existente, datorită relațiilor liniare de determinare și a utilizării ca elemente de circuit numai a rezistențelor.

1. Principiul metodei

Circuitul de măsurare, analog ca formă cu puntea Grützmacher [1], este constituit din trei rezistențe fixe R, R, r, o rezistență potențiometrică de valoare maximă egală cu r, o rezistență variabilă r_1 și impedanța de măsurat $\underline{Z}_X = R_X + \mathrm{j}X$ (fig. 1).

Pentru aflarea mărimii părții active a impedanței $\underline{Z}_X$ se modifică valoarea rezistenței r_1 pînă cînd se obține egalitatea modulelor tensiunilor U_{12} și U_{15}, relevată de către indicatorul diferențial de nul. În acest caz:

*) Prezentată la sesiunea științifică a Institutului politehnic din Iași, 2–4 iulie 1970.

$$\sqrt{(R_X - 2r - r_1)^2 + X^2} = \sqrt{(R_X + 2r - r_1)^2 + X^2}$$

sau final:

$$R_X = r_1.$$

Pentru aflarea componentei reactive se reglează rezistența potențiometrică r pînă cînd modulele tensiunilor U_{41} și U_{43} vor fi egale. În diagrama fazorială (fig. 2), construită după realizarea egalității modulelor tensiunilor $\underline{U}_{12}$ și $\underline{U}_{15}$, se observă că sînt satisfăcute egalitățile:

$$\frac{U_{14}}{XI_2} = \frac{RI_1}{2RI_1} = \frac{1}{2}.$$

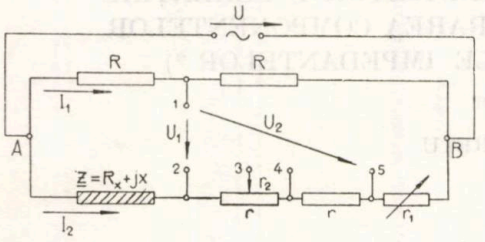


Fig. 1

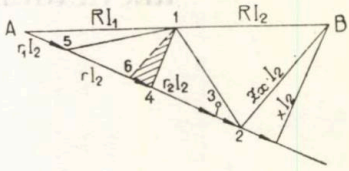


Fig. 2

Dacă r_2 este valoarea rezistenței potențiometrice r cuprinsă între punctele *3* și *4* în momentul realizării egalității modulelor tensiunilor $\underline{U}_{41}$ și $\underline{U}_{43}$, are loc relația:

$$\frac{r_2 I_2}{XI_2} = \frac{1}{2},$$

sau în final:

$$X = 2r_2.$$

2. Sensibilitatea măsurării

În cazul determinării componentei active, sensibilitatea măsurării se obține dintr-o relație similară celei indicată în literatură [3]:

$$S_R = \frac{\mathrm{d}(U_{12} - U_{15})}{\mathrm{d}R_X} = U \frac{2r\sqrt{(2R_X + 2r)^2 + X^2}}{[(R_X + 2r + r_1)^2 + X^2]\sqrt{4r^2 + X^2}}.$$

Pe o cale analogă rezultă că sensibilitatea în cazul determinării componentei reactive este:

$$S_X = \frac{\mathrm{d}(U_{41} - U_{43})}{\mathrm{d}X} = \frac{U}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{4(R_X + r)^2 + X^2}}.$$

3. Erori de metodă

În afara erorilor obișnuite, care apar în cazul metodelor de nul, în acest caz intervin erorile sistematice datorită consumului indicatorului diferențial. Dacă R_i este valoarea rezistențelor finite ale celor două intrări al indicatorului diferențial, erorile datorită consumului acestui indicator diferențial, în cazul determinării componentelor activă și reactivă, sînt, respectiv:

$$\frac{\Delta R_X}{R_X} = 1 - \frac{R_i + R + r_1}{\sqrt{(R_i + R + r_1)^2 + X^2}},$$

$$\frac{\Delta X}{X} = \frac{2R_i}{2R_i + R + r + r_1} - \frac{r_2}{r_2 + R_i} - 1.$$

4. Rezultate experimentale

Utilizînd procedeul expus s-au verificat valorile componentelor rectangulare a cinci impedanțe cunoscute, la frecvența rețelei, obținute prin legarea în serie a unei cutii de capacități Ulrich și a unei cutii de rezistențe Hartmann-Braun. Ca indicator diferențial s-a utilizat un instrument electronic construit de autor [2].

Valorile măsurate sînt foarte apropiate de cele nominale, erorile relative nedepășind 0,2% pentru ambele componente.

5. Concluzii

Față de metoda clasică, în punte, măsurarea componentelor rectangulare ale impedanțelor, utilizînd circuitul de măsurare cu indicator diferențial de nul, prezentat mai sus, oferă următoarele avantaje:

1° Modificările valorilor elementelor de circuit, pentru determinarea celor două componente, se efectuează separat și în mod independent, eliminîndu-se dezavantajele legate de convergență.

2° Se pot măsura cu același circuit impedanțe cu argument inductiv sau capacitiv.

3° Circuitul de măsurare utilizează numai rezistențe, iar la echilibru componentele rectangulare ale impedanței de măsurat se determină din relații simple (liniare), funcții de valorile a două rezistențe.

Deși utilizarea acestei metode presupune existența unui indicator diferențial, instrument de construcție particulară, neutilizat în mod curent, avantajele prezentate mai sus justifică folosirea ei în laboratoarele de măsurări electrice.

Primită la 10 noiembrie 1970

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electrotehnică
și măsuri electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Grützmacher M., *Un nouveau pont pour mesurer le module et l'argument d'une impédance en courant alternatif.* Ann. des P. T. T., *11* (1934).
2. Creţu M., Creţu E., *Consideraţii privind indicarea echilibrului în puntea Grützmacher prin utilizarea unor instrumente de nul de tip diferenţial.* Comunicare la ses. șt. jubiliară a Inst. polit. Braşov, 6—7 decembrie 1968.
3. Визир Ю. В., *Схема полуравновешенного моста перетенного тока для измерения составляющей комплексного сопротивления.* Изм. техн., *8*, 49—50 (1966).

REZISTIVE CIRCUIT WITH DIFFERENTIAL ZERO INDICATOR FOR MEASURING IMPEDANCE COMPONENTS

(Summary)

The paper presents an indirect method for measuring impedances by using a completely rezistive circuit and a differential zero indicator. The active and reactive components of unknown impedances are obtained from a simple linear relationship between two adjustable resistances.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secția II
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.313.333.021.3; 621.3.045.5

STUDIUL TEORETIC ȘI EXPERIMENTAL AL FUNCȚIONĂRII LA MAI MULTE VITEZE A UNUI MOTOR ASINCRON CU BOBINAJ ÎN INEL, COMPARATIV CU BOBINAJUL CLASIC (II) *)

DE

I. FILIPIUC, I. ANDRONE și M. VASILCIUC

1. Introducere

Într-o lucrare precedentă [1] s-a calculat cuplul electromagnetic al unui motor asincron cu bobinaj în inel.

Scopul acestei Note este de a furniza unele amănunte cu privire la modularea de semiundă a polului unei astfel de mașini și de a prezenta rezultatele experimentale obținute.

2. Modularea de semiundă a amplitudinii polului

Se presupune că repartiția spațială a încărcării liniare a unei faze (la un moment dat, de exemplu $t = 0$) este dreptunghiulară. În fig. 1 *a* este reprezentată repartiția conductoarelor la periferia indusului cînd acesta ar avea o singură fază ; s-a figurat de asemenea și sensul curentului în diversele porțiuni ale acestei faze. Dacă mașina are mai multe faze atunci porțiunile de înfășurare ale unei faze în care curentul are același sens la un moment dat vor avea o lungime mai mică. În fig. 1 *b* a fost reprezentată repartiția spațială a încărcării liniare ; această repartiție este mult mai apropiată de realitate decît o reprezentare spațială sinusoidală.

Această repartiție se poate scrie sub formă de serie Fourier :

$$a(\theta, 0) = -\frac{4}{\pi} A_{m\theta} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin (2k-1)p\theta. \tag{1}$$

*) Prezentată la sesiunea științifică a Institutului politehnic din Iași, 2–4 iulie 1970.

S-a ales în acest mod originea de fază pentru reprezentarea încărcării liniare cu scopul de a elimina semnul minus care ar apărea în relația repartiției încărcării liniare modulate.

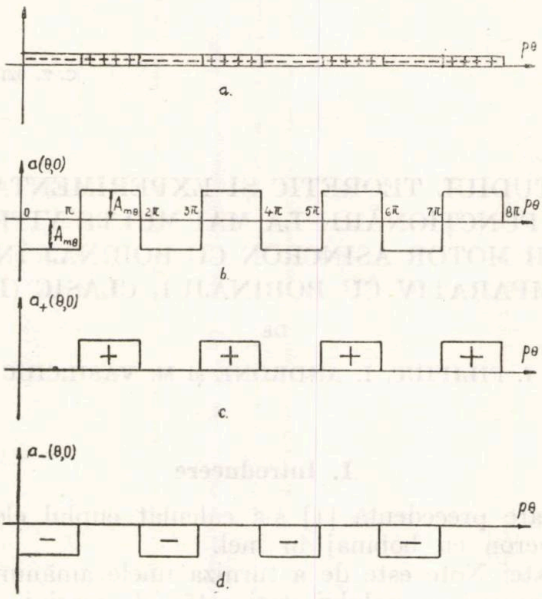


Fig. 1

Expresia (1) se poate descompune în două componente :

$$a_+(\theta, 0) = \frac{A_{m\theta}}{2} - \frac{A_{m\theta}}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin(2k-1)p\theta, \tag{2}$$

$$a_-(\theta, 0) = -\frac{A_{m\theta}}{2} - \frac{A_{m\theta}}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin(2k-1)p\theta, \tag{3}$$

reprezentate grafic în fig. 1 *c* și 1 *d*.

Acest mod de descompunere este posibil, din punct de vedere matematic, pentru orice repartiție dreptunghiulară, dar din punct de vedere fizic are sens numai la mașina la care porțiunile de înfășurare în care curentul la un moment dat are același sens, se pot conecta între ele fără să se intercaleze între ele și porțiuni de înfășurare în care curentul ar avea sens contrar.

La mașina cu bobinaj în inel se pot separa cele două componente datorită faptului că latura de întoarcere a fiecărei bobine este inactivă ; în acest mod se poate modula fiecare semiundă în parte.

Dacă această modulare se realizează cu o undă cu variație spațială de forma $+\sin(q\theta + r)$ pentru semiunda $a_+(\theta, 0)$ și $-\sin(q\theta + r)$ pentru semiunda $a_-(\theta, 0)$, atunci :

$$A_{m\theta} = \pm A_m \sin(q\theta + r), \tag{4}$$

unde

$$A_m = \frac{2w_1 k_{w1} \sqrt{2} I_1}{\pi R}. \tag{5}$$

Cele două componente vor avea forma :

$$a_+(\theta, 0) = \frac{A_m}{2} \sin(q\theta + r) - \frac{A_m}{2} \sin(q\theta + r) \frac{4}{\pi} [...], \tag{6}$$

și

$$a_-(\theta, 0) = \frac{A_m}{2} \sin(q\theta + r) + \frac{A_m}{2} \sin(q\theta + r) \frac{4}{\pi} [...]. \tag{7}$$

Dar :

$$a(\theta, 0) = a_+(\theta, 0) + a_-(\theta, 0), \tag{8}$$

încît

$$a(\theta, 0) = A_m \sin(q\theta + r). \tag{9}$$

S-a obținut deci o repartiție a încărcării liniare cu q perechi de poli, din cea originală care avea p perechi de poli, fără a mai rezulta și o altă componentă.

În fig. 2 a fost sugerată grafic această modulare de semiundă. Anume, în fig. 2 *a* este reprezentată o repartiție spațială dreptunghiulară cu patru perechi de poli care a fost descompusă în componenta pozitivă (fig. 2 *b*) și negativă (fig. 2 *d*) ; cele două componente au fost modulate cu undele de forma din fig. 2 *c* și respectiv 2 *e*; s-a obținut în final unda din fig. 2 *f*, cu o pereche de poli.

Se impun aici cîteva observații și anume : a) undele modulatoare din fig. 2 *c* și respectiv fig. 2 *e* sînt de formă dreptunghiulară și nu sinusoidală cum s-a presupus în (4) ; b) forma dreptunghiulară este cea mai apropiată de fenomenul real dacă se ține seama că modularea se realizează prin inversarea conexiunilor diferitelor porțiuni de înfășurare. Prin urmare relația (9) este aproximativă ; o relație mai precisă se obține considerînd variația dreptunghiulară a undei modulatoare scrisă sub formă de serie Fourier :

$$A_{m\theta} = \pm \frac{4}{\pi} A_m \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin[(2k-1)q\theta + r], \tag{10}$$

care conduce la :

$$a(\theta, 0) = \frac{4}{\pi} A_m \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin[(2k-1)q\theta + r]. \tag{11}$$

Prin alegerea adecvată a originei de fază se poate obţine pentru încărcarea liniară relaţia :

$$a(\theta, 0) = -A_m \sin(q\theta + r), \tag{12}$$

respectiv

$$a(\theta, 0) = -\frac{4}{\pi} A_m \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin[(2k-1)q\theta + r]. \tag{13}$$

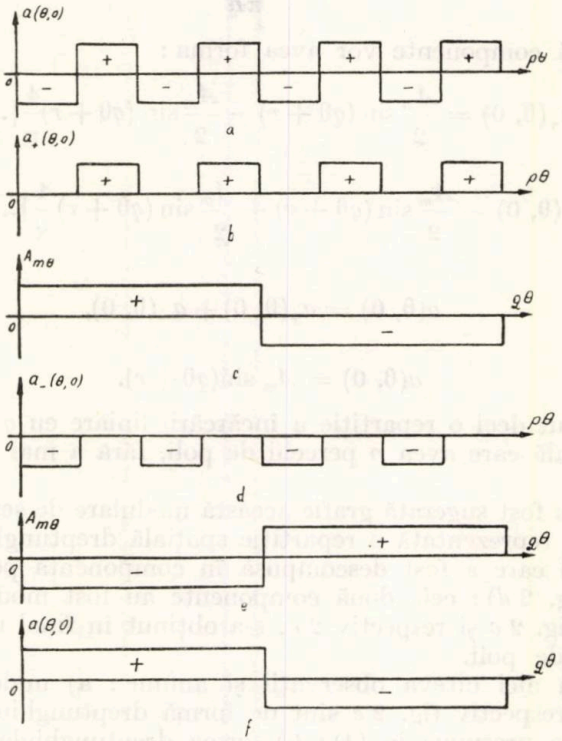


Fig. 2

Cu scopul de a obţine o relaţie a tensiunii magnetice corespunzătoare încărcării liniare fără semnul minus se va considera în continuare relaţia (12).

Se va avea în vedere în cele de mai jos efectul cumulat al celor m_1 faze neglijînd faptul că porţiunile de înfăşurare în care curentul are acelaşi sens au lungime mai mică ; s-a presupus deci că factorii de înfăşurare înainte şi după modulare au rămas aceiaşi, fapt care a simplificat calculele, dar care a introdus un anume grad de aproximare. Un studiu ulterior al variaţiei factorului de înfăşurare va permite eliminarea acestor erori şi precizarea modului de conectare de la o viteză la alta.

Repartiția spațial - temporară a încărcării liniare va fi în aceste condiții :

$$a(\theta, t) = - A_m \cos\omega t \sin(q\theta + r). \tag{14}$$

Pentru a n-a fază din cele m_1 rezultă :

$$a_n(\theta, t) = - A_m \cos\left[\omega t - (n-1)\frac{2\pi}{m_1}\right] \sin\left[q\theta - (n-1)\frac{2\pi}{m_1} + r\right]. \tag{15}$$

Pentru întreaga înfășurare compusă din cele m_1 faze se obține:

$$a_{m1}(\theta, t) = - \frac{m_1}{2} A_m \sin(q\theta + r - \omega t). \tag{16}$$

Tensiunea magnetică corespunzătoare este dată de relația

$$v_{m1}(\theta, t) = \int a_{m1}(\theta, t) R \, d\theta + C. \tag{17}$$

Cu $C = 0$ se deduce expresia acesteia :

$$v_{m1}(\theta, t) = \frac{m_1}{2} \cdot \frac{A_m R}{q} \cos(\omega t - q\theta - r) = \frac{m_1}{2} V_m \cos(\omega t - q\theta - r), \tag{18}$$

unde

$$V_m = \frac{2 w_1 k_{w1} \sqrt{2} I_1}{\pi q} \tag{19}$$

este amplitudinea tensiunii magnetice a unei faze.

Calea care urmează apoi este cea obișnuită mașinilor cu înfășurare în tambur. Se determină $b_{m1}(\theta, t)$, $\psi_{2nq}(t)$ și $i_{2nq}(t)$, iar în final se obține cuplul electromagnetic :

$$M_{2q} = \frac{m_2}{2} q w_2 k_{w2} \Phi_{mq} I_{2q} \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} + \varepsilon\right).$$

Această relație a cuplului electromagnetic, pentru funcționarea la q perechi de poli, este analogă celei a cuplului pentru p perechi de poli, cuplu cu care mașina funcționa înainte de modulare.

3. Rezultate experimentale

În [1, § 2] s-au expus considerentele teoretice cu privire la aplicarea modulării amplitudinii polului în general, obținîndu-se în final pentru cuplul electromagnetic relația (44), cu un cîmp de aplicabilitate vast.

Studiul experimental al modulării de undă a amplitudinii polului a fost întreprins de numeroși cercetători, printre primii situîndu-se R a w c l i f e,

Burbidge și Fong [2], [3]; din acest motiv s-a considerat că nu este necesar să se prezinte rezultatele experimentale obținute, fiind similare celor la care au ajuns autorii citați.

Sînt însă interesante rezultatele obținute prin modularea de semiundă, corespunzătoare noțiunilor teoretice introduse în § 2. În cele de mai jos se vor arăta unele dintre ele.

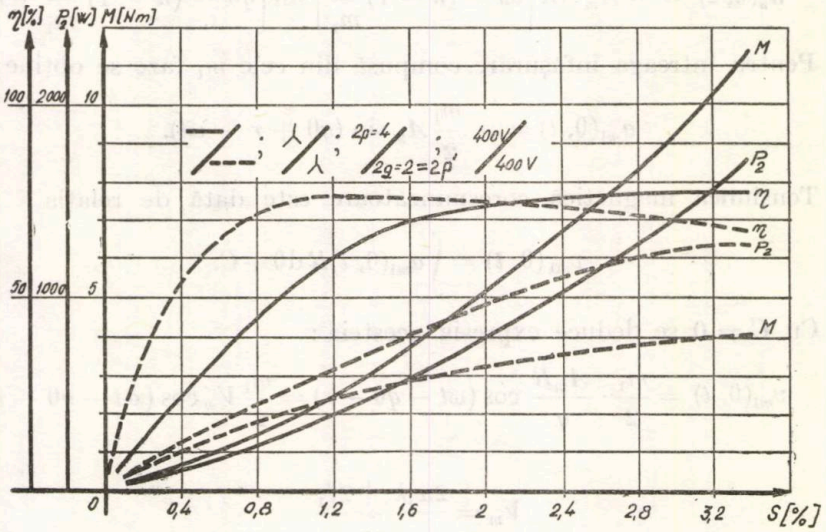


Fig. 3

În fig. 3 sînt trasate caracteristicile: cuplul electromagnetic (M), puterea la arbore (P_2) și randamentul (η), funcție de alunecare (s), ale unei mașini asincrone trifazate care a funcționat cu o înfășurare în inel cu $2p=4$ poli și apoi prin modulare de semiundă cu $2q=2=2p'$ poli. Mașina a funcționat la aceeași tensiune, de 400 V, și cu aceeași conexiune a fazelor, în stea, pentru ambele viteze. Cu $2p'$ s-a notat numărul de poli obținuți prin modularea de semiundă.

În fig. 4 au fost trasate aceleași caracteristici pentru o viteză corespunzătoare la $2p = 6$ poli și pentru o viteză, obținută prin modulare de semiundă, corespunzătoare la $2q = 2 = 2p'$ poli. Mașina a funcționat la tensiunea de 230 V cu conexiunea în stea, la $2p = 6$ poli și conexiunea în triunghi la $2q = 2 = 2p'$ poli.

Cu privire la caracteristicile din fig. 3 trebuie să se menționeze că pentru cele două viteze alimentarea s-a efectuat la aceeași tensiune (400 V), astfel încît diferențele de cuplu obținute pentru același curent se datoresc valorilor diferite ale inducției magnetice (respectiv fluxului pe pol) și factorilor de înfășurare.

În fig. 4 s-a ales drept termen de comparație aceeași viteză de sincronism obținută prin modulare ($2p' = 2q = 2$) ca și în fig. 3, față de cazul $2p = 6$.

Caracteristicile obținute pentru $2p' = 2q = 2$ poli, reprezentate atît în fig. 3 cît și în fig. 4, luate ca referință, sînt identice, deși într-un caz conexiunea este în stea și în celălalt în triunghi, întrucît tensiunile pe fază sînt aceleași.

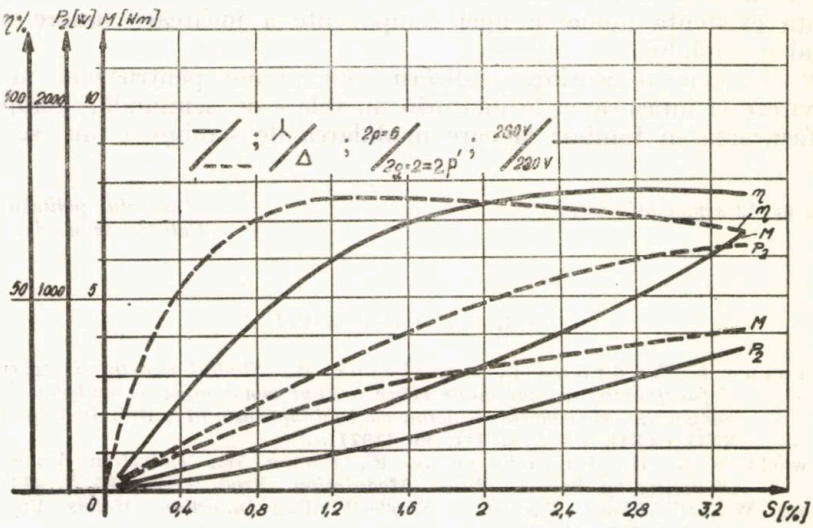


Fig. 4

Valorile limită ale mărimilor s, M, P_2 și η au fost dictate de atingerea curentului nominal al înfășurării, admițînd pentru toate cazurile o aceeași densitate de curent.

Urmează să se stabilească o corelație între conexiune, număr de poli și inducție pentru diverse regimuri de exploatare a motorului: cuplu constant, putere constantă etc.

3. Observații și concluzii

1. Prin modularea de semiundă a unei distribuții spațiale a încărcării liniare, care are $2p$ poli, cu o undă cu $2q$ poli, se obține o singură componentă a încărcării liniare cu $2q$ poli.

2. Modularea de semiundă s-a putut aplica în cazul studiat datorită modului special de bobinare a mașinii (în inel).

3. Avantajele dispariției uneia din cele două componente (care se obțin prin modularea obișnuită aplicate unei înfășurări în tambur) conduce

la performanțe comparativ superioare datorită eliminării cuplurilor parazite corespunzătoare uneia din componente.

4. Problema numărului mare de borne prezintă aspecte similare altor procedee de comutare a numărului de poli.

5. Prin compararea caracteristicilor obținute prin modularea de semiundă cu cele obținute prin conectarea obișnuită a bobinelor înfășurării pentru același număr de perechi de poli s-a putut evidenția concordanța dintre rezultatele experimentale și cele teoretice și în special s-a pus în evidență existența numai a unei componente a încărcării liniare și deci în final a cuplului.

6. S-a relevat ușurința realizării conexiunilor pentru mai mult de două viteze la înfășurarea în inel prin modulare de semiundă, comparativ cu înfășurarea în tambur la care modularea de semiundă nu se poate aplica.

Primită la 22 septembrie 1971

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de mașini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Filipiuc I., Androne I., Vasilciuc M., *Studiul teoretic și experimental al funcționării la mai multe viteze a unui motor asincron cu bobinaj în inel, comparativ cu motorul asincron cu bobinaj clasic (I).* Bul. Inst. polit. Iași, XVII (XXI), *3—4*, s. III, 99 (1971).
2. Rawclife G. H., Burbidge R. F., Fong W., *Induction Motor Speed-Changing by Pole-Amplitude Modulation.* Proc. IEE, **105 A**, 411 (1958).
3. Fong W., *Wide-Ratio Two-Speed Single-Winding Induction Motors.* Proc. IEE, **112 A**, 1335 (1965).
4. Fransua Al., *Mașini și acționări electrice.* EDP, Buc. 1967.
5. Richter R., *Mașini electrice* (trad. din l. germană). Vol. I, Ed. Tehn., Buc., 1958.

ÉTUDE THÉORIQUE ET EXPÉRIMENTALE DU FONCTIONNEMENT À PLUSIEURES VITESSES D'UN MOTEUR ASYNCHRONE À ENROULEMENT EN ANNEAU PAR COMPARAISON AVEC UN MOTEUR ASYNCHRONE À ENROULEMENT CLASSIQUE (II)

(Résumé)

On présente quelques principes théoriques de la modulation de sémionde de l'amplitude du pôle et on donne les résultats expérimentaux obtenus pour le moteur asynchrone à enroulement en anneau. On remarque l'absence de l'une des deux composantes du couple électromagnétique, spécifique à la modulation d'onde.

Si l'on compare les caractéristiques obtenues par modulation de sémionde à celles obtenues par connexion habituelle des bobines de l'enroulement, pour le même nombre de paires de pôles, on peut mettre en évidence la concordance des résultats expérimentaux et théoriques.

De l'étude effectuée il en résulte la manière très simple de réalisation des connexions pour fonctionnement à plus de deux vitesses à l'enroulement en anneau, par modulation de sémionde, par rapport à l'enroulement classique en tambour, qui n'est pas compatible avec la modulation de sémionde.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secția II
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.318.572

RELEU ELECTRONIC REALIZAT PE PRINCIPIUL AMPLIFICATOARELOR CU CARACTERISTICĂ DE AMPLITUDINE COMANDATĂ *)

DE

VIANOR BOICIU și P. AGAFIȚEI

1. Introducere

Proprietățile dispozitivelor semiconductoare au determinat adoptarea lor pe scară largă în construcția releelor de protecție.

Față de releele cu contacte, releele cu dispozitive semiconductoare au o serie de avantaje ca : durată de viață foarte mare, construcție simplă, timp propriu de acționare foarte redus, parametri la care acționează de valori mici, consum redus, întreținere simplă.

Pînă în prezent schemele cu dispozitive semiconductoare au fost realizate pe baza principiilor existente preluate de la schemele cu relee electromecanice. Pe măsura introducerii elementelor logice și a amplificatoarelor speciale, în tehnica protecției prin relee nu va mai avea loc o simplă transpunere a schemelor vechi cu relee electromecanice în scheme noi cu tranzistoare, ci se vor introduce schimbări esențiale în principiile de realizare a protecțiilor.

În această lucrare ne propunem să realizăm un releu electronic cu tranzistoare pe principiul amplificatoarelor cu caracteristică de amplitudine comandată.

2. Schema de principiu

Schema completă a releului conceput este reprezentată în fig. 1. Tranzistorul T_2 are rolul unei rezistențe variabile și șuntează etajul amplificator realizat cu tranzistorul T_1. Rezistența variabilă a tranzistorului T_2 permite modificarea coeficientului de revenire a releului ; modul în care se realizează această operație va fi descris ulterior.

În lucrarea [4] s-a stabilit următoarea relație între coeficientul de amplificare în tensiune A_u și rezistența neliniară R_{nel} a tranzistorului T_2 :

*) Prezentată la sesiunea științifică a Institutului politehnic din Iași, 2–4 iulie 1970.

$$(1) \qquad A_u = \frac{U_{b3}}{U_{b1}} = \frac{R'_c R_{nel} R_{intr2} \beta}{R_{nel}(R'_c + R_{intr2} + R)R_{intr1} + R_{intr2}(R'_c + R)}.$$

Rezistența R_{nel} a tranzistorului T_2 depinde de tensiunea de bază U_{b2} luată de pe colectorul tranzistoarelor T_5 și T_6 care fac parte dintr-un amplificator de curent continuu (c. c.) realizat cu tranzistoarele T_4, T_5, T_6 și T_7. Rezultă că tensiunea U_{b2} depinde de tensiunea aplicată pe baza tranzistorului T_4.

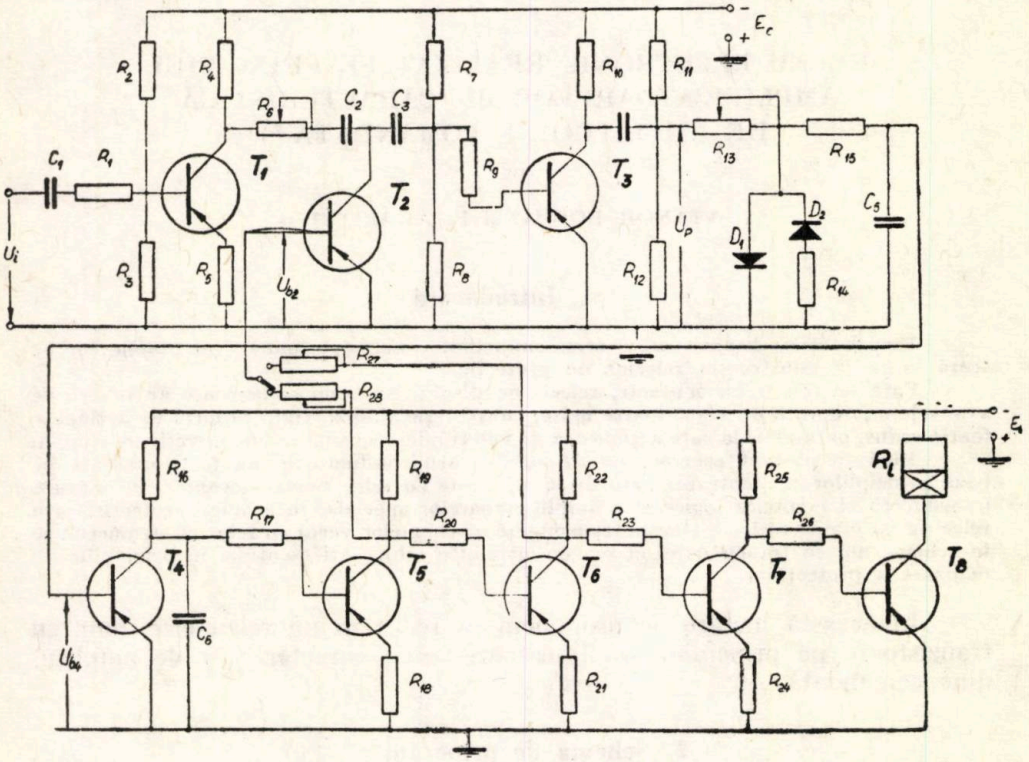


Fig. 1

La analiza elementului realizat cu diodele D_1 și D_2 [4] s-a constatat că valoarea medie U_d obținută la ieșire, deci și tensiunea U_{b4} pe baza tranzistorului T_4, variază în funcție de amplitudinea semnalului aplicat la intrare (fig. 2). Prin U_p s-a notat tensiunea de polarizare obținută de la sursa E_c cu ajutorul divizorului R_{11} și R_{12}, iar prin U_0 s-a notat tensiunea echivalentă obținută în cazul idealizării caracteristicilor anodice ale diodelor D_1 și D_2.

Pentru valoarea $U_d = U_{d\max} = U_p$ se pot alege elementele amplificatorului de c. c. încît să se obțină starea T_5 blocat și T_6 saturat, iar pentru valoarea $U_d = U_{d\min}$, starea T_5 saturat și T_6 blocat.

Variația amplitudinii U a componentei alternative aplicată la intrare poate asigura trecerea releului R_l în stările declanșat — anclanșat — declanșat. Valorile amplitudinii U, în cele două stări ale releului, diferă între ele. Pentru a realiza un releu cu coeficient de revenire cît mai apro-

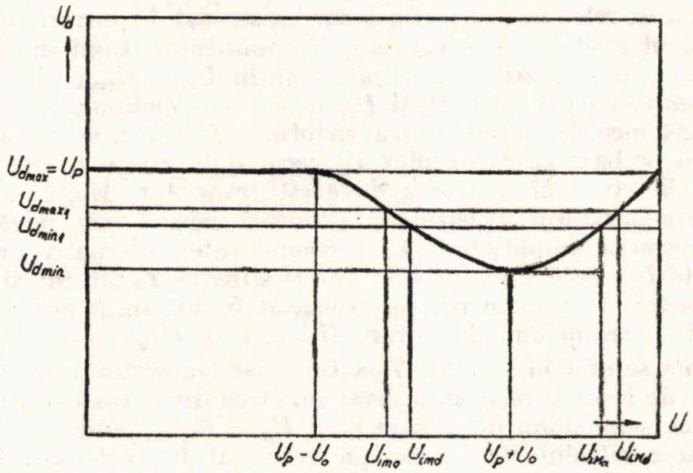


Fig. 2

piat de unitate vor trebui apropiate cele două limite $U_{d\min}$ și $U_{d\max}$ corespunzătoare stării declanșate, respectiv anclanșate a releului R_l. Realizarea acestui deziderat este posibilă prin alegerea corespunzătoare a elementelor amplificatorului de c. c. Astfel, se poate obține trecerea stării releului R_l din anclanșat în declanșat și invers pentru două valori $U_{d\min 1}$ și $U_{d\max 1}$, corespunzătoare la două valori diferite, dar foarte apropiate, ale amplitudinii semnalului aplicat la intrare.

Dezavantajul schemei releului cu coeficient de revenire $K_r \approx 1$ constă în posibilitatea existenței unor comutări repetate la variații mici ale amplitudinii semnalului la intrare. Acest dezavantaj se înlătură dacă se prevede în schemă posibilitatea reglării coeficientului de revenire, care se poate realiza prin folosirea, pentru tranzistorul T_2, a unei tensiuni de polarizare luată fie de la colectorul tranzistorului T_5, fie de la colectorul tranzistorului T_6. Astfel schema are o funcționare de circuit basculant prin modificarea rezistenței de ieșire a tranzistorului T_2. Dacă polarizarea bazei tranzistorului T_2 se face cu tensiunea U_{b2}, preluată de la tranzistorul în stare blocată (T_5, T_6), acesta va prezenta o rezistență mică în circuitul de ieșire șuntînd etajul amplificator realizat cu tranzistorul T_1. Valorile medii U_d pentru

care va avea loc anclanșarea sau declanșarea releului R_1 vor fi diferite de valorile similare corespunzătoare funcționării ca releu cu $K_r \approx 1$.

Este interesant să se urmărească funcționarea releului (fig. 1) în cazul cînd polarizarea bazei tranzistorului T_2 se realizează de la colectorul tranzistorului T_5. Pentru semnale aplicate la intrare a căror amplitudine $U < U_P - U_0$, T_5 se află în stare blocată, rezistența prezentată de T_2 în circuitul de ieșire este minimă, deci și factorul de amplificare în tensiune va avea o valoare minimă. Pentru a obține amplitudinea U la care se produce acționarea releului R_l va fi necesar un semnal de intrare u_i mai mare decît în cazul cînd nu se șunta etajul amplificator. Cînd semnalul de intrare u_i determină apariția unei valori medii $U_d = U_{d\max 1}$, la ieșirea elementului realizat cu diodele D_1 și D_2, începe să funcționeze amplificatorul de c. c. Tensiunea de colector a tranzistorului T_5 scade, de asemenea scade și tensiunea pe baza tranzistorului T_2, ceea ce duce la creșterea rezistenței prezentate în circuitul de ieșire de acest tranzistor. Etajul amplificator realizat cu tranzistorul T_1 este șuntat într-o măsură mai mică și va determina creșterea amplitudinii U a componentei alternative respectiv a valorii medii U_d. Procesul se repetă pînă la situația T_5 saturat și T_6 blocat. Releul R_l a fost trecut din poziția declanșat în anclanșat pentru o valoare a amplitudinii semnalului de intrare $U_{im} < U < U_{iM}$.

Schema se află în situația T_5 saturat iar tranzistorul T_2 va prezenta în circuitul de ieșire o rezistență maximă. Dacă din această stare se reduce amplitudinea semnalului de intrare cînd $U_d = U_{d\min}$, adică $U = U_{im}$, are loc acționarea releului R_l din poziția declanșat în anclanșat. Rezultă că acționarea la creșterea amplitudinii semnalului se face la valoarea $U > U_{im}$ iar la creșterea semnalului la valoarea $U \approx U_{im}$. Coeficientul de revenire al pragului inferior la care acționează releul este cu atît mai mic cu cît diferența dintre cele două valori este mai mare. Dacă amplitudinea semnalului este $U_{im} < U < U_{iM}$ și se majorează amplitudinea U, se va produce acționarea releului R_l din poziția anclanșat în declanșat pentru $U = U_{iM}$.

Fenomenele de basculare care există la trecerea releului dintr-o stare în alta asigură obținerea unor coeficienți de revenire variabili. Variația coeficientului de revenire se obține cu ajutorul rezistențelor R_{27} și R_{28}. Cînd polarizarea bazei tranzistorului T_2 se realizează de la colectorul tranzistorului T_5 se modifică coeficientul de revenire al pragului inferior K_{rm}, coeficientul de revenire al pragului superior fiind $K_{rM} \approx 1$. Cînd polarizarea bazei tranzistorului T_2 se face de la colectorul tranzistorului T_6, coeficientul de revenire al pragului inferior devine $K_{rm} \approx 1$ iar coeficientul de revenire al pragului superior K_{rM} se poate modifica în limitele care rezultă din caracteristicile experimentale.

Pentru a obține coeficienți de revenire variabili atît pentru pragul superior cît și pentru cel inferior va trebui să se asigure polarizarea bazei tranzistorului T_2 în același timp de la tranzistorul T_5 prin R_{27} și de la colectorul lui T_6 prin R_{28}.

3. Rezultate experimentale

Rezultatele experimentale au fost obținute cu releul a cărui schemă a fost prezentată în fig. 1.

Dacă polarizarea tranzistorului T_2 se face de la colectorul T_5, se modifică coeficientul de revenire al pragului inferior K_{rm}, coeficientul de revenire al pragului superior fiind $K_{rM} \approx 1$. Dacă se notează cu U_{ima} valoarea amplitudinii semnalului de intrare, corespunzătoare pragului inferior la care are loc anclanșarea releului, și cu U_{ima} valoarea amplitudinii la care are loc declanșarea releului, modul în care variază aceste mărimi în funcție

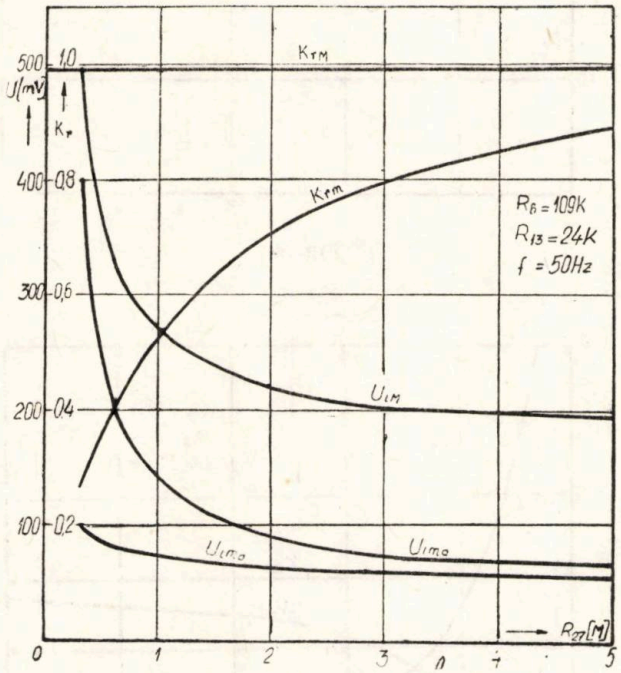


Fig. 3

de rezistența R_{27} și modul de variație al coeficientului de revenire al pragului inferior K_{rm} sînt reprezentate în fig. 3. Se constată că pentru $R_{13} =$ 18 kΩ se poate modifica coeficientul de revenire K_{rm} în limitele 0,7...1. Pentru o altă valoare, $R_{13} = 24$ kΩ, din caracteristicile prezentate în fig. 4 rezultă că se poate modifica coeficientul de revenire între limitele 0,3...1.

Modul în care variază valorile amplitudinii și coeficientului de revenire corespunzătoare pragului superior este reprezentat în fig. 3 și 4 de caracteristicile $U_{iM} = f(R_{27})$ și respectiv $K_{rM} = f(R_{27})$.

Dacă polarizarea bazei tranzistorului T_2 se realizează de la colectorul tranzistorului T_5 se modifică coeficientul de revenire al pragului superior,

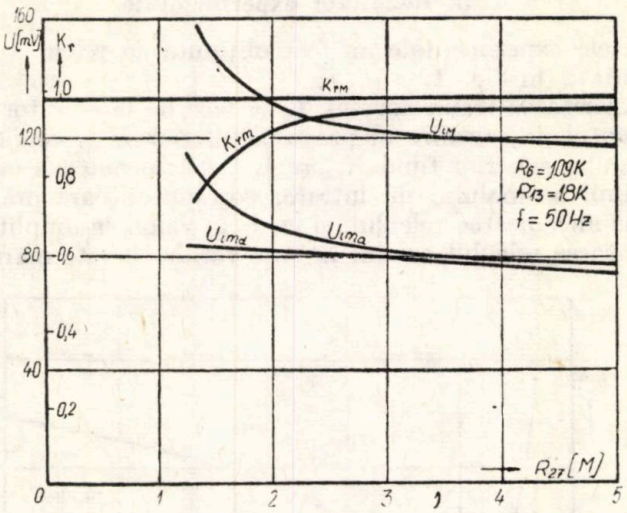

160
U[mV]
Kr
1,0
120
0,8
80
0,6
0,4
40
0,2
0
1
2
3
4
5
Krm
Krm
Uim
Uima
Uima
R6 = 109K
R13 = 18K
f = 50Hz
R27[M]

Fig. 4

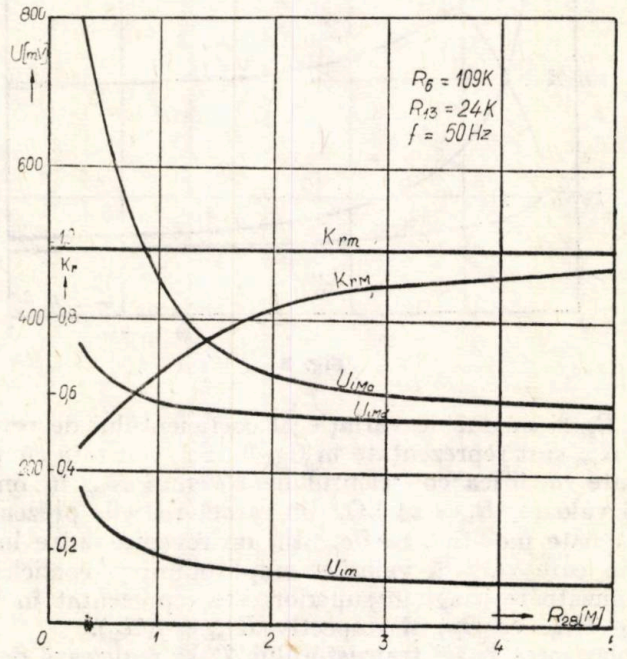

800
U[mV]
600
400
200
Kr
0,8
0,6
0,4
0,2
0
1
2
3
4
Krm
Krm
Uima
Uima
Uim
R6 = 109K
R13 = 24K
f = 50Hz
R28[M]

Fig. 5

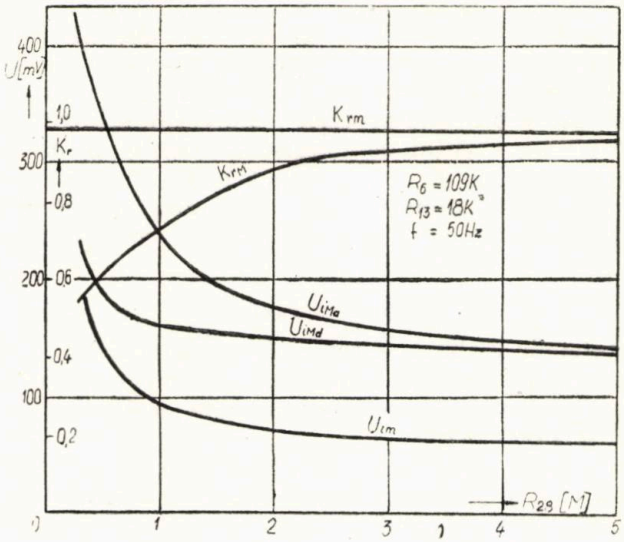

400
U[mV]
1,0
Kr
300
0,8
200
0,6
0,4
100
0,2
Krm
Krm
$R_6 = 109K$
$R_{13} = 18K$
f = 50Hz
U_{im_a}
U_{im_d}
U_{im}
R_{29} [M]
0
1
2
3
4
5

Fig. 6

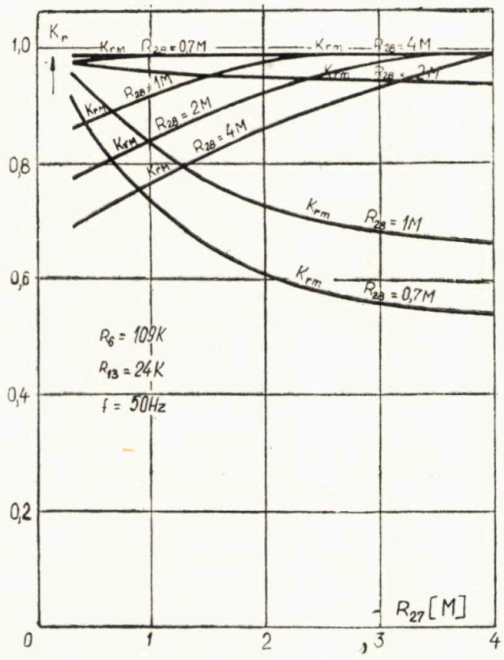

Kr
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0
Krm $R_{29} = 0,7M$
Krm $R_{29} = 4M$
Krm $R_{29} = 1M$
Krm $R_{29} = 2M$
Krm $R_{29} = 2M$
Krm $R_{29} = 4M$
Krm
Krm $R_{29} = 1M$
Krm $R_{29} = 0,7M$
$R_6 = 109K$
$R_{13} = 24K$
f = 50Hz
R_{27} [M]
1
2
3
4

Fig. 7

coeficientul de revenire al pragului inferior fiind $K_{rm} \approx 1$. Modul în care variază valoarea amplitudinii U_{iMa} la care are loc anclanşarea releului şi valoarea amplitudinii U_{iMd} la care are loc declanşarea releului sînt reprezentate în fig. 5 (pentru $R_{13} = 18$ kΩ) şi în fig. 6 (pentru $R_{13} = 24$ kΩ). Coeficientul de revenire al pragului superior poate fi variat între limitele 0,45...1.

În fig. 7 s-a reprezentat caracteristica releului în cazul cînd polarizarea bazei tranzistorului T_2 se realizează atît prin rezistenţa R_{27} cît şi prin R_{28}. Folosind aceste caracteristici se pot alege rezistenţele R_{27} şi R_{28} astfel încît coeficienţii K_{rm} şi K_{rM} să aibă valori corespunzătoare scopului propus.

4. Concluzii

Releul electronic realizat, a cărui schemă este dată în fig. 1, aparţine clasei de relee cu două praguri de acţionare şi coeficient de revenire variabil.

Gama semnalelor de intrare pentru care acţionează releul este cuprinsă între 0 şi 1 000 mV.

Coeficientul de revenire poate fi variat între limitele 0,27...1, cu ajutorul rezistenţei R_{27}, şi între limitele 0,45...1, cu ajutorul rezistenţei R_{28}. Releul acţionează corect în banda de frecvenţe 40...40 000 Hz.

Din consideraţiile prezentate rezultă că releul realizat poate fi folosit în schemele de protecţie pentru a asigura acţionarea la două nivele diferite ale semnalului şi totodată permite modificarea coeficientului de revenire în limitele de mai sus.

Primită la 9 septembrie 1971

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de fizică şi electronică

BIBLIOGRAFIE

1. Ghimoian G. G., *Folosirea semiconductoarelor în construcţia de aparataj*. IDT Buc., 1959.
2. * * * *Folosirea semiconductoarelor în protecţia prin relee*. IDT, Buc., 1955.
3. Călin S., *Protecţia prin relee a sistemelor electrice*. Ed. Tehn., Buc., 1955.
4. Boiciu V., *Contribuţii la studiul şi realizarea amplificatoarelor cu caracteristică de amplitudine comandată* (II). Comunicare prezentată la sesiunea ştiinţifică a Universităţii din Craiova, aprilie 1970.
5. Boiciu V., Onu C., *Contribuţii la studiul amplificatoarelor cu caracteristică de amplitudine comandată* (I). Bul. Inst. polit. Iaşi, XIV (XVIII), *3—4*(1968).
6. Tănăsecu T., *Circuite cu tranzistoare*. Ed. Tehn., Buc., 1963.
7. Felea I., *Circuite cu tranzistoare în industrie*. Ed. Tehn., Buc., 1963.

RELAIS ÉLECTRONIQUE RÉALISÉ SELON LE PRINCIPE DES AMPLIFICATEURS À CARACTÉRISTIQUE D'AMPLITUDE COMMANDÉE

(Résumé)

On présente le schéma d'un relais à transistors réalisé selon le principe des amplificateurs à caractéristique d'amplitude commandée.

Le relais actionne pour un signal d'entrée de fréquence entre 40 et 40 000 Hz, et pour une tension entre 0...1 000 mV. On peut l'utiliser d'une façon avantageuse dans les schémas de protection pour assurer la commande à deux différents niveaux du signal. Le coefficient de retour peut être modifié entre les limites 0,27 et 1.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 538.26 ; 621.318.5 ; 621.395.34

THE POSSIBILITY OF USING THE SECOND-HARMONIC-TYPE MAGNETIC MODULATOR AS DIRECTIONAL RELAYS AND TRANSMITTERS OF ACTIVE AND REACTIVE POWER *)

BY

I. BEJAN, GHERGHINA BALABAN and M. VOICU

1. Introduction

In [1]...[4] we showed the results of studies concerning the functioning of the magnetic modulator (MM) as a measuring element of the phase difference between two electrical values, voltages or voltage—current.

In the present paper we present the results concerning the use of MM as a static directional relay in sinus and cosinus and as a transmitter of active and reactive power based on the scheme designed for the control of the phase difference between voltage and current [4] and represented in Fig. 1.

The following general expression of the output e. m. f. as function of the voltage U, current I, phase difference φ and construction constants was established in [4] for the second-harmonic-type magnetic modulator:

$$E_{Mef}(\varphi) = K_M[K_U^2 U_{ef}^2 + K_I^2 I_{ef}^2 + 2K_U K_I U_{ef} I_{ef} \cos(\varphi + \psi_2)], \tag{1}$$

where

$$\begin{cases} K_M = 6\sqrt{2}\omega n_e k_3 F_c, \quad K_U = 2n_U \dfrac{Z_1}{C_Z}, \\ K_I = nk_I \dfrac{Z_1 Z_2}{C_Z}, \quad \psi_2 = \operatorname{arctg} \dfrac{X_2}{R_2}. \end{cases} \tag{2}$$

*) Presented at the scientific session of the Polytechnic Institute of Jassy, July 2–4, 1970.

In (2) Z_1 and Z_2 are the values of the total impedances of the current and voltage windings; in a complex form, they have the following expressions:

$$(3) \qquad \begin{cases} \underline{Z}_1 = R_1 + jX_1 = \underline{Z}_I + \underline{Z}_{TC} = Z_1 e^{j\psi_1}, \\ \underline{Z}_2 = R_2 + jX_2 = \underline{Z}_U + \underline{Z}_{US} = Z_2 e^{j\psi_2}. \end{cases}$$

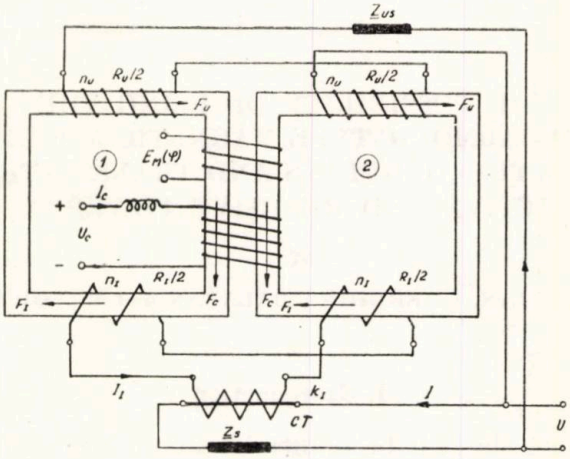


Fig. 1

The constant C_Z in a complex form has the expression:

$$\underline{C}_Z = a + jb = C_Z e^{j\psi_Z},$$

or

$$(4) \qquad \underline{C}_Z = (\underline{Z}_U + \underline{Z}_{US})(\underline{Z}_I + \underline{Z}_{TC}) + j2\omega k_1[n_U^2(\underline{Z}_I + \underline{Z}_{TC}) + n_I^2(\underline{Z}_U + \underline{Z}_{US})],$$

where: U_{ef}, I_{ef} — the voltage and current in effective values, ω — the angular frequency, n_U, n_I — the number of turns in the voltage and current windings, $k_I = I_1/I$ — the transformation ratio of the current transformer CT, n_s — the number of turns in the output winding, k_1, k_3 — constants in the approximation expression of the magnetization characteristic [1], F_c — direct m. m. f. (Fig. 1), $\underline{Z}_U$ — the total impedance of the two voltage windings (Fig. 1), determined by the active resistance R_U and leakage reactance X_U, $\underline{Z}_{US}$ — the supplementary impedance introduced in the voltage windings circuit, $\underline{Z}_I$ — the total impedance of the two current windings, (Fig. 1), determined by the active resistance R_I and leakage reactance X_I, $\underline{Z}_{CT}$ — the impedance corresponding to the current transformer, φ_U, φ_I — the phase difference between voltage and current.

2. The Magnetic Modulators as Directional Relays and Power Transmitters

The fact that the output electric voltage of MM, $E_M(\varphi)$, varies according to relation (1), makes obvious their possible usage as directional relays and power transmitters.

Let us take the combination from Fig. 1 of two magnetic modulators constructively identically. Their voltage windings are fed at voltage U and the current ones are passed through by the current $I_I = k_I I$.

According to the initial phase of the voltage and current, m. m. f. resulting in the MM cores may be :

$$\underline{F}_a = \underline{F}_U + \underline{F}_I \tag{5}$$

or

$$\underline{F}_a = \underline{F}_U - \underline{F}_I . \tag{6}$$

If condition (5) is fulfilled for the first MM, the output e. m. f. has the value :

$$E_{1Mef}(\varphi) = K_M[K_U^2 U_{ef}^2 + K_I^2 I_{ef}^2 + 2K_U K_I U_{ef} I_{ef} \cos(\varphi + \psi_2)]. \tag{7}$$

If condition (6) is fulfilled for the second MM, the output e. m. f. will be :

$$E_{2Mef}(\varphi) = K_M[K_U^2 U_{ef}^2 + K_I^2 I_{ef}^2 - 2K_U K_I U_{ef} I_{ef} \cos(\varphi + \psi_2)]. \tag{8}$$

By using a suitable comparator circuit of the two e. m. f. after their previous rectification and filtering, at his output we get the resulting voltage :

$$E_{Mef}(\varphi) = k[E_{1Mef}(\varphi) - E_{2Mef}(\varphi)] = 4kK_M K_U K_I U_{ef} I_{ef} \cos(\varphi + \psi_2) \tag{9}$$

or

$$E_{Mef}(\varphi) = KU_{ef} I_{ef} \cos(\varphi + \psi_2), \tag{10}$$

where : k — the coefficient corresponding to the rectification diagram,

$$K = 4kK_M K_U K_I$$

— a constant having the expression :

$$K = 48\sqrt{2}k\omega n_e F_c k_I n_U n_I Z_1^2 Z_2 \frac{k_3}{C_z^2}. \tag{11}$$

Where the voltage windings are connected through voltage transformers, their transforming ratio too appears in (11).

Fig. 2 represents the block diagram ensuring the achievement of relation (9).

From relation (10) we discover that when the two MM, represented in Fig. 2, are identically, the following limit situations are obtained :

a) for $\psi_2 = 0$:

$$E_{Mef}(\varphi) = K_P P ; \tag{12}$$

b) for $\psi_2 = \pm \pi/2$:

$$E_{Mef}(\varphi) = K_Q Q. \tag{13}$$

This means that by a proper choosing of the phase difference ψ_2, the diagram represented in Fig. 2 allows the measuring of the active and reactive power. In this way, by combining two identical MM of the type described in Fig. 1, transmitters of active and reactive power can be obtained.

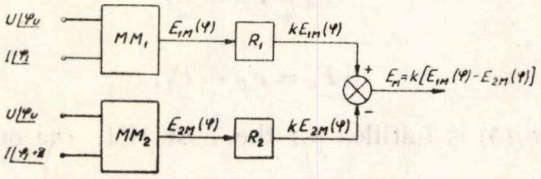


Fig. 2

The achieving of the two MM with identical input — output characteristics meets no difficulties in practice. The occasional cases of non-symmetry can be corrected by means, of the impedance $\underline{Z}_{US}$ or some other means.

The diagram represented in Fig. 2 also allows the achieving of power directional relays. For this purpose a polarised or magnetoelectric relay or any zero element is switched in ; if its work is regulated to a low value of the output voltage or current, much lower than the value correspondig to $\varphi = 0$, respectively $\varphi = \mp \pi/2$, the scheme functions as a power directional relay in cosinus (for $\psi_2 = 0$) or a power directional relay in sinus (for $\psi_2 = \mp \pi/2$). For intermediate values of the angle ψ_2, the functioning of the relay may be obtained for other values of the phase difference angle, e. g. $\varphi = 30°$, $\varphi = 60°$ etc. In all these cases the functioning of the scheme does not practically depend on the values of the current or voltage, but on ly on the value of the power.

In comparison to other power directional relays or static measuring elements for the difference between current and voltage or for power, the following advantages are offered by the studied type.

First, we appreciate to be of great advantage the fact that the expression (9), of the controlled value, is directly obtained, without using on the diagram any auxiliary elements like resistors and non-linear inductances as it usualy happens with the inductive or electronic power transmitters [5], [6]. The same advantage holds true over the relays or power transmitters with „rectified currents“ [7], also known as reactive transformers [8].

For all the above mentioned transmitters or relays the output value is generally :

$$E = k(E_1 - E_2) = k(\sqrt{U^2 + I^2 + 2k'UI\cos\varphi} - \sqrt{U^2 + I^2 - 2k'UI\cos\varphi}).$$

To get a relation like (9) between the output voltage E and the power P, different simplifying hypotheses are made concerning the value of the ratio $k'I/U$, according to which certain terms in the expansion in series of the resulting binominal relation are omitted. Under practical conditions these approximations may lead to errors.

3. Experiments

3.1. Working Hypothesis and Conditions

There follow now the experimental results by means of which the above established hypothesis and relations are verified (according to them a power transmitter and a power directional relay can be obtained by combining two identical MM). The experiments have beeen made on a MM with this kind of constants and first of all ψ_2, for which the functioning as active power transmitter and directional power relay of cosinus type was obtained. After having proved these ones, the reactive power transmitter or the directional power relay of sinus type are obviously obtained by fixing the phase difference angle ψ_2.

To work under the best conditions regarding the identity of MM from the diagram represented in Fig. 2 and of the diagram for comparing the values, the experiments corresponding to the situations for which relations (7) and (8) are obtained were made on only one modulator. In this way we separately raised the variation curves for the output value $E_{1Mef}(\varphi)$, corresponding to the connexion of the current and voltage windings ensuring on arrival at relations (5) and (7), as well as the curves $E_{2Mef}(\varphi)$, corresponding to relations (6) and (8). From these values, the difference was settled after (9).

While raising the curves E_{1Mef} and E_{2Mef} the active power P was measured as well. In this way we determined experimentally the dependence between E_{Mef} and P and we could this also verify, under the required conditions relation (12), the active power transmitter. By means of the same experimental data, the possibility of obtaining the directional power relay was also proved.

In Fig. 3 the circuit with which we measured, under the above shown conditions, $E_{1Mef}(\varphi)$ and $E_{2Mef}(\varphi)$, is represented.

To get the variation of the above values, for φ varying between 0° and 360°, the voltage and current windings were fed at different sources ; the voltage ones at source RF with the phase of the voltage varying between 0° and 360° (phase shifter), and the current ones through the current transformer CT from the voltage source $U_1 e^{j0}$, (ST), of constant phase. It

was experimentally proved that there is a phase opposition between the primary current I and the secondary one I_I. An active resistance R_s was used as charge.

The current winding of the wattmetre is switched in the circuit of charge R_s and the voltage one, from source RF. In this way we measured the equivalent active power, corresponding only to the variation phase difference φ, the charge voltage and current being kept constant. Obviously, this power determines the e. m. f. E_{1Mef} and E_{2Mef} variation (relations (7) and (8) and the resulting voltage (relations (9) and (12)).

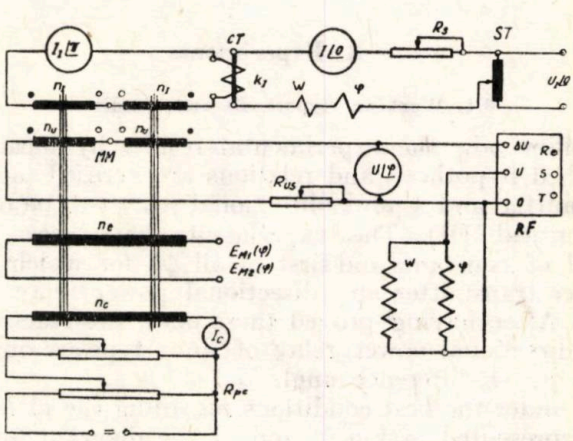


Fig. 3

The measuring of the difference φ between the charge current and the voltage phase was made by means of phasemetre φ, set up in the same conditions with the wattmetre.

There results that, by means of the circuit represented in Fig. 3, we could control the values P and φ, on which e. m. f. E_{1Mef}, E_{2Mef} and the resulting E_{Mef} depend.

The MM used in our experiments has the following constants:

$n_U = 550$ turns $n_e = 1\,400$ turns, $n_I = 41$ turns, $n_c = 1\,600$ turns.

It was found experimentally:

$$R_U = 26.5\ \Omega,\ X_U = 0,\ R_{CT} = 0.14\ \Omega,\ X_{CT} = 0,\ R_I = 0.32\ \Omega,\ X_I = 0.$$

We used the following values:

$$R_{US} = 40\ \Omega,\ X_{US} = 0,\ k_I = 5/5.$$

3.2. Experimental Results

a) *Possibility of Using MM as a Measuring Element for the Active Power*

In Fig. 4 curves *1* and *2* represent e. m. f. E_{1Mef} corresponding to relations (5) and (7) and E_{2Mef} corresponding to relations (6) and (8), for $2U_{ef} = 7.5$ V and $I_{ef} = 1$ A. From these curves we got the difference $E_{Mef} = E_{1Mef} - E_{2Mef}$, represented by curve *3*. Curve *4* represents the equivalent active power P, measured by means of wattmetre W (Fig. 3) which is the same for both e. m. f.

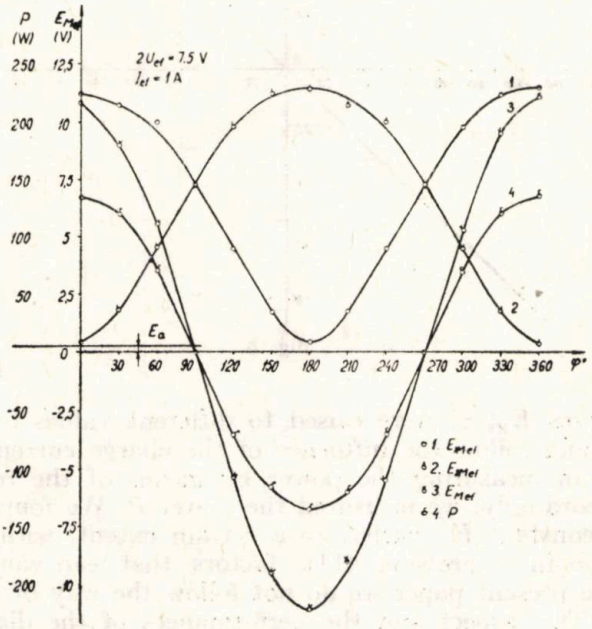


Fig. 4

From Fig. 4 we find that there is a strictly determined link verifying relation (12) with a good approximation, between the equivalent power and the resulting e. m. f. E_{Mef}.

In Fig. 5 we represented the dependence $E_{Mef} = f(P)$ according to the curves given in Fig. 4. It results that when two identic MM are used, there is a relation of strict proportionality between E_{Mef} and P. In Fig. 4 or 5 we find $K_P = E_{Mef}/P = 0.08$ V/W. This leads to the conclusion that the active power can be measured by means of two MM connected according to Fig. 2.

If we choose the parameters of the voltage circuit so that $\psi_2 = \mp \pi/2$, we could obtain the measuring of the reactive power with the same fitting.

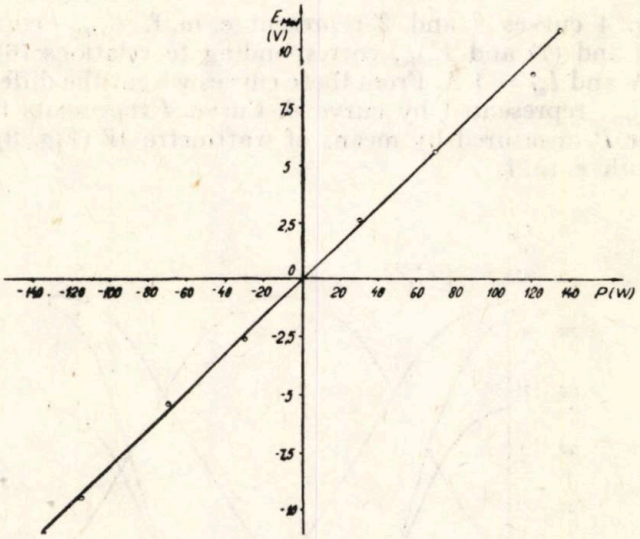


Fig. 5

The curves $E_{Mef}\varphi$) were raised to different values of the current I so that we could follow the influence of the charge current value I upon the precision in measuring the power by means of the resulting voltage E_{Mef}, and accordingly, we measured the power P. We found that the proportionality constant K_P varies, to a certain extent, with I. This is due to the fact that in expression (11), factors that can vary with I are included. In the present paper we do not follow the way of eliminating this shortcoming. This aspect and the performances of the diagram for measuring the active and reactive power by means of MM will be dealt with in some other paper.

b) *Possibilities of Using the MM as Directional Relay*

To make obvious the possibility of using the MM as a directional relay we shall refer back to Fig. 2 and 4.

If we connect at the outside of the diagram represented in Fig. 2 an actioning element, e. g. a polarized relay or a magnetoelectric one, so fited as to work, when (Fig. 4):

$$E_{Mef} = E_{1Mef} - E_{2Mef} > E_a,$$

we get the diagram of power directional relay, of the cosinus type.

The actioning element will work depending only on the sign of the value E_{Mef}, i. e. the sign of the active power.

If the insensitivity level of the actioning element is a small one, so that E_a has a small value, we reach a functioning of the diagram for an angle between $-90°$ and $+90°$, irrespective of the value of the charge current and voltage.

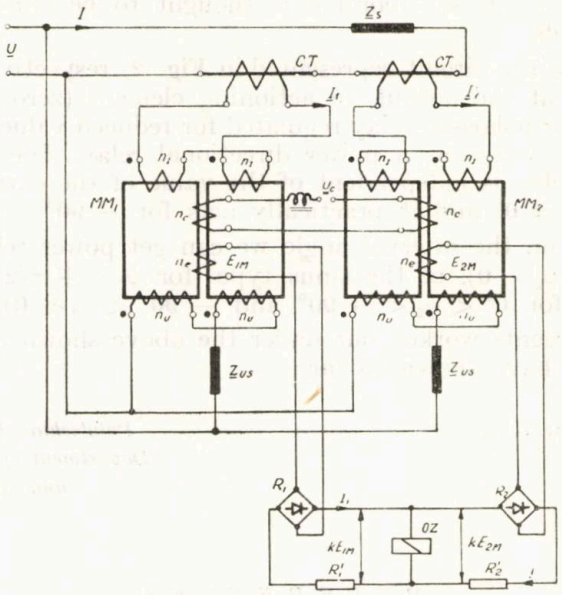


Fig. 6

In Fig. 6 we have the complete diagram of the power transmitter or of the power direction relay, made up according to the block diagram represented in Fig. 2. We show on the figure the way of connecting the current and voltage windings for which relations (7) and (8) are fulfilled, and at the end of the diagram we get the power as in (8). We also show the comparing diagram made up of the rectifiers R_1, R_2 and the resistors R'_1 and R'_2. The zero element OZ is placed at the end corresponding to its functioning as directional relay ; when it work as a power transmitter the measuring apparatus — a miliampermetre — is switched in.

The results of the experiments represented in the diagram on Fig. 6 will be presented in an other paper.

4. Conclusions

1. If we use two identical MM built up according to the diagram represented in Fig. 1 and connected between then selves according to the block diagram given in Fig. 2, respectively Fig. 6, we get a resulting e. m. f.

(10) proportional to the power. Depending on the parameters of the MM voltage circuits, the circuit represented in Fig. 2 and 6 work as an active power transmitter (for $\psi_2 = 0$, relation (12)), or as reactive power transmitter (for $\psi_2 = \mp \pi/2$, relation (13)). The experiments proved that relation (12) holds true when $U = \text{const.}$, $I = \text{const.}$ and the power varies according to φ only. When U, I and φ are varying we found that the constant K_P varies; this shortcoming is thought to be eliminated through matching methods.

2. By using the circuit represented in Fig. 2, respectively Fig. 6, and by switching in at the output an actioning element (zero organ), e. g. a magnetoelectric or polarised relay regulated for reduced values of the output voltage, the unit works as a power directional relay. The functioning of the directional relay is independent of the value of the current or voltage (on condition $U \neq 0$) and it practically acts for $-90° < \varphi < +90°$.

Depending on the interval angle we can get power relays of the cosinus type (for $\psi_2 = 0$), of the sinus type (for $\psi_2 = \mp \pi/2$) or with any interval angle (for $0° < \psi_2 < +90°$ and $-90° < \psi_2 < 0$).

The experiments worked out under the above shown conditions confirmed what we have shown so far.

Received, January 6, 1971

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrical Drives
and Automation

REFERENCES

1. Bejan I., Balaban G., *Der als statisches Phasen Messungselement benutzte magnetische Modulator mit Ausgang bei doppelter Frequenz.* Bul. Inst. polit. Iași, XVI (XX), *1–2*, s. III (1970).
2. Bejan I., Balaban G., *Cercetări privind funcționarea modulatorului magnetic ca element static de măsură a fazei.* Automatica și electronica, 15, *4* (1970).
3. Bejan I., Balaban G., Voicu M., *Possibilité d'accroître la grandeur de sortie et la sensibilité du modulateur magnétique avec sortie sous fréquence double, employé comme élément de mesure de la phase.* Bul. Inst. polit. Iași, XVIII (XXII), *3–4*, s. III (1972), (to be published).
4. Bejan I., Balaban G., Voicu M., *The Study of the Second-Harmonic-Type Magnetic Modulator Used as a Static Element in Measuring the Phase Difference Between Current and Voltage.* Bul. Inst. polit. Iași, XVII (XXI), *3–4* s. III (1971).
5. Penescu C., *Automatica și telemecanica sistemelor energetice.* Vol. III, Ed. Academiei R. P. R., Buc., 1961.
6. Бахенов С. И., Бенин В. Л., *Автоматические регулирование в энергосистемах.* Изд. Техника, Кисев, 1966.

7. Călin S., Marcu S., *Protecția prin relee a sistemelor energetice.* Ed. Tehn., Buc., 1965.

8. Надеждин В.В., Сапронов А.К., Сиротко В.К., *Статические реле в релейной защите.* Изд АН СССР., М., 1968.

POSIBILITATEA FOLOSIRII MODULATORULUI MAGNETIC CU IEȘIREA LA FRECVENȚĂ DUBLĂ CA RELEU DIRECȚIONAL ȘI TRADUCTOR DE PUTERE ACTIVĂ ȘI REACTIVĂ

(Rezumat)

Pornind de la proprietatea pe care o are modulatorul magnetic (MM) cu ieșirea la frecvență dublă de a controla defazajul dintre tensiunea U și curentul I, în lucrare se prezintă rezultatele teoretice și experimentale în legătură cu folosirea MM ca releu direcțional și traductor de putere.

Este prezentată schema concepută de autori, formată din două MM (fig. 6), care în funcție de condițiile impuse unghiului intern ψ_2 (2) poate funcționa ca traductor de putere și releu direcțional de putere, de tip cosinus, sinus sau orice alt tip intermediar, pentru care este valabilă expresia generală a mărimii de ieșire (10).

În încheiere sînt prezentate rezultatele încercărilor experimentale, care verifică valabilitatea expresiilor analitice.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621-526

ASUPRA ALEGERII RAPORTULUI DE TRANSMISIE AL REDUCTOARELOR SERVOMECANISMELOR DE POZIȚIE *)

DE

LEOPOLD SEBASTIAN și CORNELIU BOȚAN

1. Introducere

Într-o serie de lucrări precedente [1], [2] s-au făcut unele considerații teoretice asupra alegerii raportului de transmisie al reductorului unui sistem de urmărire cu motor de curent continuu, excitat separat și comandat pe indus, sau cu motor asincron bifazat, și s-a indicat o metodă grafică de alegere a raportului de transmisie optim la un sistem de urmărire cu servomotor asincron bifazat. Prezenta lucrare continuă cercetările privind alegerea raportului de transmisie optim, indicînd metode analitice de calcul atît în cazul utilizării unui servomotor de curent continuu, comandat pe indus și excitat separat, cît și în cazul utilizării servomotorului asincron bifazat.

Anume, la un sistem de urmărire funcționînd în regim de rotire continuă, de exemplu în radiolocație, se pune problema ca viteza de urmărire maximă să se obțină la o eroare de urmărire pe cît posibil mai mică, iar servomotorul să fie alimentat în acest caz la tensiunea maximă admisă, egală cu tensiunea nominală. Aceasta se obține bineînțeles printr-o alegere adecvată a raportului de transmisie care, în acest caz, devine optim.

Ca urmare se poate formula următorul criteriu de alegere a raportului de transmisie optim: se cere determinarea raportului de transmisie care asigură rotirea axului comandat cu viteza maximă impusă de axul de comandă sub o eroare de poziție minimă. Evident în aceste condiții tensiunea de alimentare a motorului este de dorit să fie egală cu tensiunea nominală.

---

*) Prezentată la sesiunea științifică a Institutului politehnic din Iași, 2—4 iulie 1970.

O altă cerință care se poate impune servomecanismului funcționînd în regim de rotire continuă este aceea ca la pornire, sau în general la modificarea vitezei impuse, accelerația axului comandat să fie maximă, în vederea atingerii noii viteze de regim într-un timp minim. Se poate deci formula un alt criteriu de alegere a raportului de transmisie optim care asigură la pornirea servomecanismului o accelerație maximă.

Este util de observat că în procesul de accelerare valoarea maximă a accelerației se atinge doar în momentul inițial, cînd viteza este minimă, sau nulă în cazul pornirii din repaos. Pentru ca procesul să decurgă optim, în sensul enunțat mai sus, se impune ca tocmai această valoare inițială a accelerației să fie maximă.

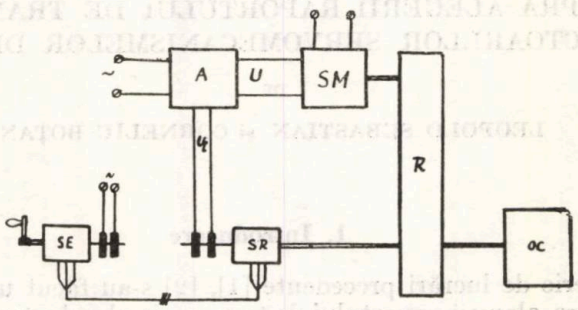


Fig. 1

În cele ce urmează se va arăta modul în care poate fi determinată valoarea optimă a raportului de transmisie, utilizînd pe rînd fiecare din cele două criterii enunțate, atît în cazul unui sistem de urmărire cu servomotor de curent continuu, cît și a unuia cu servomotor asincron bifazat.

Schema principială a unui astfel de servosistem este dată în fig. 1, în care servomotorul SM poate fi de curent continuu, comandat pe indus și excitat separat, sau asincron bifazat. În această schemă SE și SR sînt selsine monofazate care elaborează un semnal electric dependent de eroarea de poziție a axului comandat, A — amplificatorul sistemului, R — reductorul și OC — obiectul comandat cuplat cu axul comandat. Bineînțeles în locul selsinelor se pot folosi și alte traductoare de poziție.

2. Determinarea raportului de transmisie optim în cazul servomecanismelor cu servomotor de curent continuu, comandat pe indus și excitat separat

Cuplul rezistent total la axul comandat este dat de relația

$$M_T = M_{rT} + M_{jT}, \tag{1}$$

în care M_{rT} este cuplul static, iar M_{jT} — cuplul dinamic total la acest ax. Acest din urmă cuplu se compune din : cuplul dinamic al obiectului comandat, adică al axului comandat, inclusiv toate piesele fixate de el (M'_{jT}), cuplul dinamic al reductorului, excluzînd roțile fixate coaxial cu motorul și axul comandat (M'_{jr}) și cuplul dinamic al rotorului motorului, incluzînd toate piesele fixate pe axul său (M'_{jm}), toate aceste cupluri fiind reduse la axul obiectului comandat. Deci

$$M_{jT} = M'_{jT} + M'_{jr} + M'_{jm}. \tag{2}$$

Explicitînd expresiile acestor cupluri se obține :

$$M'_{jT} = J_T \frac{\mathrm{d}\omega_T}{\mathrm{dt}}, \tag{3}$$

în care J_T este momentul de inerție al tuturor pieselor aflate pe axul comandat iar ω_T — viteza unghiulară a acestuia. Analog

$$M'_{jm} = J_m i_T^2 \frac{\mathrm{d}\omega_T}{\mathrm{d}t}, \tag{4}$$

în care J_m este momentul de inerție al rotorului motorului cu toate piesele fixate pe axul său. Cuplul dinamic al reductorului, excluzînd prima și ultima axă, raportat la axul obiectului comandat, este dat de relația :

$$M'_{jr} = \left(\frac{J_k}{i_{1k}^2} + \frac{J_{k-1}}{i_{1,\,k-1}^2} + \ldots + \frac{J_2}{i_{12}^2} \right) i_T^2 \frac{\mathrm{d}\omega_T}{\mathrm{d}t}, \tag{5}$$

în care $J_2, \ldots, J_{k-1}, J_k$ sînt momentele de inerție ale axelor intermediare $2, \ldots, k-1, k$ ale reductorului, considerîndu-le începînd cu cea mai apropiată de axul motorului, $i_{12}, \ldots, i_{1,\,k-1}, i_{1k}$ sînt rapoartele de transmisie de la axul motorului pînă la axele respective, iar i_T este raportul de transmisie de la axul motorului la axul comandat. Momentul de inerție al reductorului, raportat la axul motorului, poate fi aproximat ca parte din momentul de inerție al rotorului motorului, adică

$$\frac{J_k}{i_{1k}^2} + \frac{J_{k-1}}{i_{1,\,k-1}^2} + \ldots + \frac{J_2}{i_{12}^2} = \sigma J_m, \tag{6}$$

valorile coeficientului σ fiind cuprinse între 1,1 și 1,4. În baza celor de mai sus relația (1) devine

$$M_T = M_{rT} + [J_T + (1+\sigma) J_m i_T^2] \frac{\mathrm{d}\omega_T}{\mathrm{d}t} = M_{rT} + (J_T + J_{mR} i_T^2) \frac{\mathrm{d}\omega_T}{\mathrm{d}t}. \tag{7}$$

Dacă sistemul de urmărire utilizează un motor de curent continuu, cuplul dezvoltat de acesta este

$$M_m = \frac{C_m}{R} U - \frac{C_e C_m}{R} \omega_m, \tag{8}$$

unde : U este tensiunea de alimentare a indusului, ω_m — viteza unghiulară a servomotorului, R — rezistența indusului, C_e, C_m — constante ale servomotorului, deoarece acesta este excitat separat.

Ținînd cont că $\omega_m = \omega_T i_T$, iar cuplul motor la axul comandat este $M_{mT} = M_m i_T$, se obține :

$$M_{mT} = \frac{C_m}{R} U i_T - \frac{C_e C_m}{R} \omega_T i_T^2. \tag{9}$$

2.1. Determinarea raportului optim în cazul regimului de rotire continuă

Evident, cînd axul comandat este rotit continuu cu o viteză constantă, toate cuplurile dinamice sînt nule singurul cuplu rezistent ce acționează asupra axului comandat fiind cuplul static M_{rT}, considerat constant. De asemenea, fiind vorba de un regim staționar, mărimile U și ω_T din relația (9) rămîn constante.

Se observă că în acest caz cuplul motor la axul comandat este o funcție numai de raportul de transmisie i_T (fig. 2). Valoarea extremă a acestuia se găsește anulînd derivata sa :

$$\frac{dM_{mT}}{di_T} = \frac{C_m}{R} U - 2 \frac{C_e C_m}{R} \omega_T i_{TM} = 0. \tag{10}$$

De aici se găsește imediat relația între U și acea valoare i_{TM} a raportului i_T pentru care se obține maximul M_{mTM} al cuplului motor la axul comandat, anume :

$$U = 2C_e \omega_T i_{TM}. \tag{11}$$

Introducînd această valoare în expresia (9) se obține valoarea maximă a cuplului, cînd motorul este alimentat la tensiunea U, iar viteza de urmărire este viteza maximă ω_T :

$$M_{mTM} = \frac{C_e C_m}{R} \omega_T i_{TM}^2. \tag{12}$$

Valoarea optimă a raportului de transmisie, care asigură axului comandat viteza constantă ω_T, egală cu viteza impusă de axul de comandă, sub un cuplu rezistent M_{rT}, la o tensiune constantă minimă de alimentare a motorului, deci la o eroare de poziție minimă, se obține egalînd cuplul motor maxim la axul comandat cu cuplul rezistent M_{rT} al aceluiași ax. Rezultă

$$i_{T\text{opt}} = \sqrt{\frac{RM_{rT}}{C_e C_m \omega_T}}. \tag{13}$$

Tensiunea minimă capabilă să asigure rotirea axului comandat cu viteza maximă se obține numai dacă $i_{TM} = i_{T\text{opt}}$ și în acest caz are expresia

$$U_{\min} = 2C_e \omega_T i_{T\text{opt}} = 2\sqrt{\frac{RC_e \omega_T}{C_m} M_{rT}}. \tag{14}$$

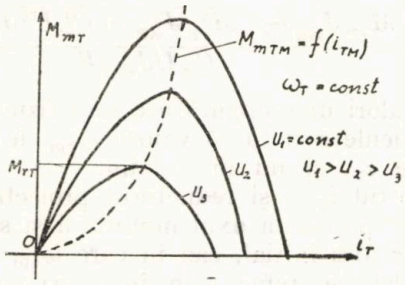


Fig. 2

2.2. Determinarea raportului de transmisie optim pentru obținerea accelerației maxime la modificarea vitezei de urmărire

De data aceasta fiind vorba de un regim în care viteza ω_T este variabilă, în expresia cuplului rezistent la axul comandat va trebui să se țină seama și de cuplurile dinamice, iar criteriul de optimizare a raportului de transmisie constă în faptul că în momentul inițial al variației vitezei accelerația unghiulară ε_{Ti} trebuie să fie maximă ($\varepsilon_{Ti} = \varepsilon_{TiM}$).

Pe baza relațiilor (1), (7) și (9) echilibrul cuplurilor ce acționează asupra axului comandat poate fi scris sub forma:

$$\frac{C_m}{R} U i_T - \frac{C_e C_m}{R} \omega_T i_T^2 = (J_T + J_{mR} i_T^2) \frac{d\omega_T}{dt} + M_{rT}. \tag{15}$$

Acceleratia care se obține în momentul inițial, cînd $\omega_T = 0$, este dată de relația

$$\left(\frac{d\omega_T}{dt}\right)_{t=0} = \varepsilon_{Ti} = \frac{C_m U i_T / R - M_{rT}}{J_T + J_{mR} i_T^2}. \tag{16}$$

Dacă cuplul static și tensiunea de alimentare rămîn constante, atunci accelerația inițială depinde și ea numai de i_T. Cuplul static se presupune constant. În ceea ce privește tensiunea de alimentare, lucrurile se prezintă astfel: se poate considera că procesul de accelerare are loc sub o tensiune

de alimentare a motorului constantă, pentru motivul că la erori de poziţie mai mari decît 1°...2°, ce apar în timpul accelerării, amplificatorul servomecanismului se saturează, tensiunea lui de ieşire rămînînd constantă. În aceste condiţii valoarea maximă a acceleraţiei iniţiale (ε_{TiM}) se obţine anulînd derivata sa. Se obţine

$$\frac{C_m}{R} U J_{mR} i^2_{T\text{opt}} - 2M_{rT} J_{mR} i_{T\text{opt}} - \frac{C_m}{R} U J_T = 0, \tag{17}$$

de unde rezultă

$$i_{T\text{opt}} = \frac{M_{rT} J_{mR} \pm \sqrt{M^2_{rT} J^2_{mR} + C^2_m U^2 J_{mR} J_T / R^2}}{C_m U J_{mR} / R}. \tag{18}$$

Din cele două valori una singură are sens fizic, cea de a doua rezultînd negativă. Din calcule rezultă că valorii $i_{T\text{opt}}$ îi corespunde un maxim al acceleraţiei iniţiale ε_{Ti} şi nu un minim.

Odată ales raportul $i_{T\text{opt}}$ şi reductorul proiectat, se determină momentul lui de inerţie raportat la axul motorului şi se verifică dacă acesta satisface coeficientul σ ales iniţial, caz în care $i_{T\text{opt}}$ rămîne definitiv ales. În caz contrar calculele se refac prin încercări succesive.

3. Determinarea raportului de transmisie optim în cazul servomecanismelor cu motor asincron bifazat

Şi de data aceasta, conform primului criteriu enunţat, se pleacă de la expresia cuplului motor al servomotorului asincron bifazat:

$$M_m = K_p U_c U_{ex} \sin \varphi - \frac{K_p}{2\omega_0} (U_c^2 + U_{ex}^2) \omega_m, \tag{19}$$

unde: U_c şi U_{ex} sînt tensiunea de comandă şi cea de excitaţie, aplicate servomotorului, ω_m şi ω_0 — viteza unghiulară a motorului şi respectiv viteza lui de sincronism, φ — unghiul de defazaj între U_c şi U_{ex}, K_p — constantă specifică motorului utilizat. Cuplul motor la axul comandat este dat de relaţia

$$M_{mT} = AU_c i_T - B(U_c^2 + U_{ex}^2) \omega_T i_T^2, \tag{20}$$

în care $A = K_p U_{ex} \sin \varphi$ şi $B = K_p / 2\omega_0$.

3.1. Determinarea raportului optim în cazul regimului de rotire continuă

Maximul M_{mTM} al cuplului M_{mT} se găseşte din relaţia

$$\frac{dM_{mT}}{di_T} = AU_c - 2B(U_c^2 + U_{ex}^2) \omega_T i_{TM} = 0, \tag{21}$$

rezultînd

$$i_{TM} = \frac{AU_c}{2B(U_c^2 + U_{ex}^2)\,\omega_T} \tag{22}$$

și

$$M_{mTM} = \frac{A^2U_c^2}{4B(U_c^2 + U_{ex}^2)\,\omega_T} = \frac{AU_c}{2} i_{TM}. \tag{23}$$

Eliminînd U_c din ultimele două relații și egalînd cuplul M_{mTM} cu cuplul rezistent M_{rT}, se obține valoarea optimă a raportului de transmisie

$$i_{T\,opt} = \frac{M_{rT}}{A\,U_{ex}} \sqrt{\frac{A^2}{M_{rT}\,B\,\omega_T} - 4} \tag{24}$$

care asigură axului comandat o viteză unghiulară ω_T, egală cu viteza impusă de axul de comandă, sub un cuplu rezistent M_{rT}, la o tensiune de comandă minimă. Pentru această tensiune, din relațiile (22) și (23) se găsește expresia :

$$U_{c\min} = \sqrt{\frac{4M_{rT}\,BU_{ex}^2\,\omega_T}{A^2 - 4M_{rT}\,B\omega_T}}. \tag{25}$$

3.2. Determinarea raportului de transmisie optim pentru obținerea accelerației maxime

Dacă se pune problema găsirii raportului de transmisie al reductorului unui servomecanism cu motor asincron bifazat astfel încît să se asigure axului comandat o accelerație inițială maximă, se pleacă de la relația de echilibru a cuplurilor la axul comandat :

$$AU_c i_T - B(U_c^2 + U_{ex}^2)\,\omega_T i_T^2 = M_{rT} + (J_T + J_{mR} i_T^2)\frac{d\omega_T}{dt}. \tag{26}$$

Expresia accelerației la pornire, cînd $\omega_T = 0$, devine :

$$\varepsilon_{Ti} = \left(\frac{d\omega_T}{dt}\right)_{t=0} = \frac{AU_c i_T - M_{rT}}{J_T + J_{mR} i_T^2}. \tag{27}$$

Anulînd derivata ($d\varepsilon_{Ti}/dt = 0$) se obține

$$AU_c J_{mR} i_{T\,opt}^2 - 2M_{rT} J_{mR} i_{T\,opt} - AU_c J_T = 0. \tag{28}$$

De aici se deduce valoarea optimă a raportului de transmisie care asigură la pornire accelerația maximă :

$$i_{T\,opt} = \frac{M_{rT} J_{mR} + \sqrt{M_{rT}^2 J_{mR}^2 + A^2 U_c^2 J_{mR} J_T}}{AU_c J_{mR}}, \tag{29}$$

4. Concluzii

1. Atît în cazul servomotorului de curent continuu cît și a celui asincron bifazat se poate determina analitic expresia raportului de transmisie optim al reductorului unui servomecanism pentru regimul de rotire continuă a axului comandat cu viteza de urmărire maximă și eroarea de urmărire minimă (relațiile (13) și (24)).

Evident, în ambele cazuri acest raport depinde de viteza maximă de urmărire și de cuplul rezistent al axului comandat.

În plus acest raport depinde de constantele constructive ale motorului și în cazul servomotorului asincron bifazat și de tensiunea de excitație.

2. Pentru regimul de rotire continuă, odată raportul optim determinat, rezultă tensiunea minimă capabilă să asigure axului comandat viteza maximă impusă (relațiile (14) și (25)). Este de dorit ca această tensiune să fie egală cu cea nominală.

3. Cunoscînd factorul de amplificare al amplificatorului, considerat constant, precum și tensiunea lui de ieșire, dată de relațiile (14) și (25), se determină imediat tensiunea de intrare a amplificatorului și respectiv eroarea de urmărire minimă care se obține în cazul urmăririi cu viteza maximă.

4. Utilizînd un procedeu similar se poate determina raportul de transmisie optim care asigură accelerația maximă la pornire și respectiv timpul de pornire minim.

Primită la 2 septembrie 1971

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de utilizări electrice
și automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Sebastian L., *Considerații teoretice privind alegerea raportului de transmisie al reductorului dintre motorul de execuție și elementul de măsură la un sistem de urmărire.* Bul. Inst. polit. Iași, **IX (XIII)**, *1—2* (1963).
2. Sebastian L., Oláh I., Lucanu M., *Considérations sur le choix du rapport de transmission du réducteur d'un servomécanisme à servomoteur asynchrone biphasé.* Automatisme, **XIV**, *11* (1969).
3 Бесекерскйи В. А и сотр., *Проектирование следящих систем малой мощности.* ГСИСПЛ, М., 1958.
4. Арендт Б. Р., Савант К. Дж., *Практика следящих систем* (trad. din l. engleză). ГЭИ, М.—Л., 1962.

ВЫБОР ПЕРЕДАТОЧНОГО ЧИСЛА РЕДУКТОРА В СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМАХ

(Резюме)

Исследуется выбор оптимального значения передаточного числа редуктора следящей системы с двигателем постоянного тока управляемым на якоре или же с асинхронным двухфазным двигателем.

Один из критерий оптимизации заключается в минимизации угла рассогласования в следящей системе находящейся в режиме беспрерывного движения. Второй критерий имеет в виду получение максимального ускорения следящей системы. В обоих случаях выводятся аналитические уравнения дающие оптимальные зналения передаточного числа редуктора.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.316.722 ; 621.313.39

ASUPRA PRECIZIEI REGLAJULUI UNEI AUTODINE REGULATOARE DE TENSIUNE FUNCȚIONÎND ÎN SARCINĂ *)

DE

CORNELIU HUȚANU

1. Introducere

Folosirea autodinei în sistemele de reglaj automat implică cunoașterea unor fenomene specifice care afectează parametrii calitativi ai sistemului considerat. La aceste tipuri de mașini, funcționînd pe baza unui principiu diferit de cel al mașinilor regulatoare cunoscute [1], precizia reglajului este afectată de cuplurile suplimentare nedorite care acționînd asupra rotorului, funcție de mărimea și sensul lor, modifică poziția fluxului inductor în raport cu periile de lucru, deci valoarea parametrului reglat.

Lucrarea de față este destinată prezentării unor aspecte noi privind precizia reglajului tensiunii unei autodine regulatoare de tensiune la funcționarea în sarcină.

Într-o autodină regulatoare de tensiune, considerînd că fluxul de excitație formează unghiul β cu axa longitudinală, la apariția unui cuplu suplimentar parazit (M_p) rotorul acesteia și odată cu el și fluxul inductor tinde a fi rotit cu un unghi oarecare (fig. 1) din poziția în care este realizată legea ideală de reglaj ($U = U_c$). Curentul din înfășurarea de comandă I_{cd} produs de neconcordanța ΔU dintre tensiunea de referință U_c și tensiunea la borne U produce în fazele înfășurării rotorice curenți de compensare [1] I_{1d} al căror efect îl constituie apariția unui cuplu M ce tinde să echilibreze cuplul parazit

$$M = \frac{3}{\Omega_s} \cdot \frac{w_{cd}}{a_c R_c} c_2 E_1 U \sin\beta, \tag{1}$$

*) Prezentată la sesiunea științifică a Institutului politehnic din Iași, 2–4 iulie 1970.

unde : a_c, w_{cd}, R_c reprezintă numărul de căi de curent, numărul de spire și rezistența înfășurării de comandă, iar c_2 — o constantă de proporționalitate [1].

Abaterea staționară și deci și precizia reglajului tensiunii la borne sînt determinate de poziția fluxului la care cele două cupluri se echilibrează.

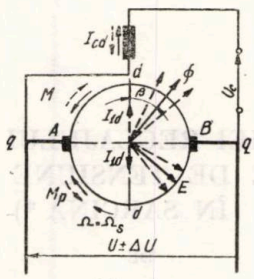


Fig. 1

2. Cuplurile parazite la funcționarea în sarcină a unei autodine

La funcționarea în sarcină, asupra rotorului unei autodine acționează, în afară de cuplurile parazite existente și la gol, datorate saturației, fenomenului de histerezis sau eventualelor nesimetrii constructive și alte cupluri parazite a căror mărime depinde de valoarea curentului de sarcină.

Cel mai important este cuplul de frînare produs de armonicele superioare (M_v) ; acest cuplu fiind inerent construcției reale a autodinelor este necesar a fi compensat cu o înfășurare specială denumită de forțare [1], [4], [5]. Expresia acestui cuplu, care apare numai în sarcină, este de forma :

$$M_v = k_v I E_1 \cos \beta = k_v I E_q, \tag{2}$$

unde k_v este o constantă ce depinde de construcția autodinei.

Alt cuplu, mai puțin important dar care în anumite situații poate avea un efect deosebit, este cel datorat existenței înfășurărilor statorice de compensare a frecărilor și de excitație de alunecare [1], [4], [5]. Datorită căderilor de tensiune activă și reactivă produse de curentul de sarcină în înfășurarea rotorică a autodinei se modifică valorile tensiunilor ce alimentează înfășurările statorice amintite în raport cu funcționarea la gol. În acest caz pot apare cupluri parazite și anume :

a) pentru înfășurarea de compensare a frecărilor :

$$M_{sF} = \frac{3c_F}{\Omega_s}[-(E_{1d}U_d + E_{1q}U) + c_1(U_{1d}^2 + U_{1q}^2)] ; \tag{3}$$

b) pentru înfășurarea de excitație de alunecare :

$$M_{sF} = \frac{3c_E}{\Omega_s}(E_{1d}U - E_{1q}U_d), \tag{4}$$

unde : U_{1d}, U_{1q}, E_{1d}, E_{1q}, U_d, U sînt componentele longitudinale respectiv transversale ale tensiunii de c. a. pe fază, fundamentalei t. e. m. și tensiunii pe partea de c. c. (fig. 2) iar c_F, c_E — constante ce depind de parametrii înfășurărilor.

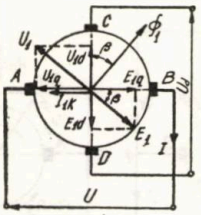


Fig. 2

Dacă se ține seama de căderile de tensiune precum și de faptul că între curentul continuu de sarcină și curentul alternativ pe fază există o proporționalitate directă, cuplul suplimentar total produs la funcționarea în sarcină a autodinei, în cazul existenței înfășurărilor amintite, rezultă de forma :

$$M_{s.t.} = (C_1E_{1q} + C_2E_{1d})I, \tag{5}$$

unde C_1 și C_2 sînt constante de proporționalitate.

3. Abaterea staționară la funcționarea în sarcină a unei autodine regulatoare de tensiune

După cum s-a arătat în § 1 valoarea tensiunii la bornele unei autodine regulatoare de tensiune, deci și abaterea staționară, sînt determinate de poziția în care cuplul produs de înfășurarea de comandă echilibrează cuplurile parazite care acționează asupra rotorului. Ținînd seama de (1), (2) și (5) expresia abaterii staționare la funcționarea în sarcină a unei autodine regulatoare de tensiune, în valoare absolută, rezultă a fi :

$$\Delta U = (N \operatorname{cotg} \beta + P)I, \tag{6}$$

unde

$$N = \frac{\Omega_s}{3} \cdot \frac{a_c R_c}{w_{cd}} \cdot \frac{k_v + C_1}{c_2} \quad \text{și} \quad P = \frac{\Omega_s}{3} \cdot \frac{a_c R_c}{w_{cd}} \cdot \frac{C_2}{c_2}.$$

Din relația (6) se desprinde ca o primă concluzie faptul că are loc o modificare a valorii abaterii, deci și a preciziei reglării odată cu schimbarea poziției fluxului în spațiu, atingînd valori foarte mari pentru $\beta = 0°$. Exercitînd o influență preponderentă în aproape întreaga zonă de reglaj a tensiunii (exceptînd zona tensiunilor mici) modul de variație al cuplului produs de armonicele superioare va afecta direct legea de reglaj a tensiunii. Deci în cazul necompensării, pentru unghiuri β mici, va predomina primul termen din (6), iar pentru unghiuri β mari poate exercita o anumită influență și termenul al doilea, care depinde numai de curentul de sarcină.

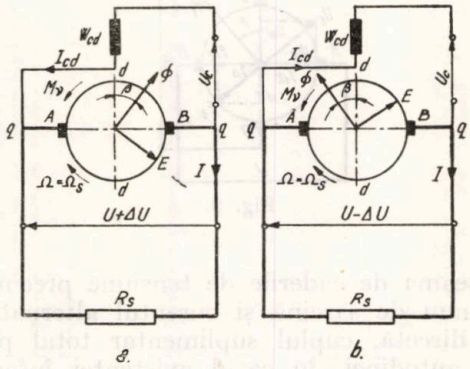


Fig. 3

În lucrările referitoare la autodină și la precizia acesteia [1]...[3] se consideră că fluxul se află numai în cadranul I. În realitate acesta se poate situa și în cadranul II, fără ca semnul tensiunii la periile de lucru să se modifice. Din punct de vedere al preciziei reglajului comportarea în cele două situații este complet diferită și o necunoaștere a cauzelor poate duce la interpretări greșite sau în cel mai bun caz la imposibilitatea cunoașterii comportării unei astfel de mașini. Dacă fluxul se găsește în cadranul I sau II respectiv III sau IV, polaritatea la periile de lucru A-B nu se schimbă întrucît componenta longitudinală a t. e. m. are același sens. Efectul unui cuplu perturbator este diferit în cele două situații, sensul de variație al abaterii nefiind același pentru cazul cînd fluxul se află în cadranul I sau în cadranul II, respectiv III sau IV. Dacă cuplul produs de armonicele superioare M_v nu este compensat sau este subcompensat și fluxul se află în cadranul I (III) (fig. 3 *a*), acest cuplu are tendința de a-l deplasa către unghiuri mici, tensiunea la borne depășind tensiunea de comandă. Dimpotrivă, dacă fluxul se află în cadranul II (IV) (fig. 3 *b*), acest cuplu îl rotește spre unghiuri β mari, tensiunea la perii devenind mai mică decît tensiunea de comandă, abaterea ΔU avînd semn contrar situației precedente.

4. Verificări experimentale

Folosind o autodină experimentală cu $U_{max} = \pm 66$ V [4], s-au ridicat caracteristicile externe în cazul funcționării pe o sarcină activă. În fig. 4 sînt prezentate rezultatele încercărilor pentru situația cînd cuplul produs de armonicele superioare nu este compensat (fig. 4 *a*) și cînd este compensat cu ajutorul înfășurării de forțare (fig. 4 *b*), la diferite valori ale tensiunii de comandă, deci pentru diferite poziții ale fluxului. Cu linie plină sînt reprezentate caracteristicile externe pentru cazul cînd fluxul se află în cadranul I iar cu linie întreruptă, cînd se află în cadranul II.

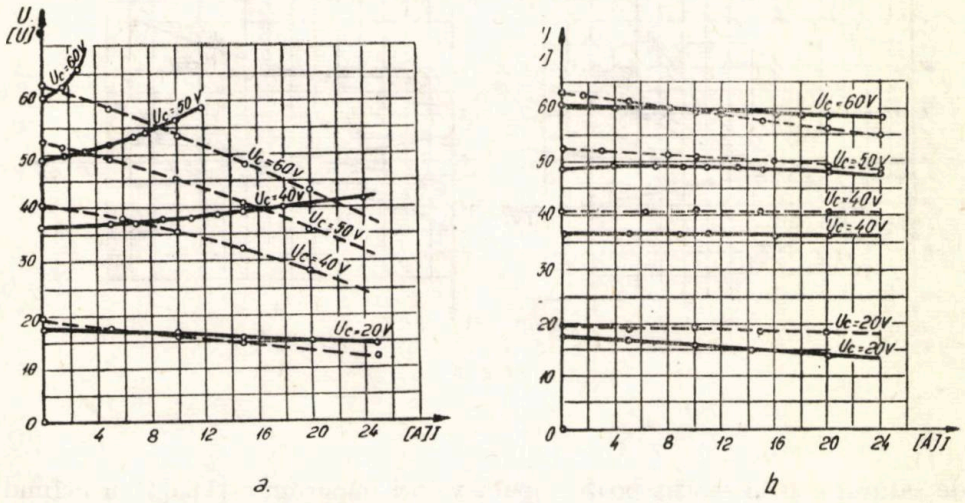


Fig. 4

Curbele abaterilor staționare corespunzătoare acestor situații sînt prezentate în fig. 5, fără înfășurare de forțare (fig. 5 *a*) și cu înfășurare de forțare (fig. 5 *b*). Pentru $I = 0$ valoarea abaterii este determinată de histerezis și saturație și depinde numai de unghiul β [1]...[4]. Este evident că în cazul necompensării armonicelor abaterea crește atît cu sarcina cît și cu unghiul β, în apropiere de $\beta \approx 0$, M_v devenind atît de puternic încît pentru situația cînd fluxul este în cadranul I depășește cuplul produs de înfășurarea de comandă, fluxul trecînd în cadranul II. Din acest motiv nu s-au putut ridica complet caracteristicile pentru $U_c = 50$ V și 60 V (fig. 4 *a* și 5 *a*, curbele trasate cu linie plină). Pentru cadranul II s-au reprezentat curbele abaterii cu linie întreruptă, avînd un sens opus de variație față de cazul precedent, confirmînd ipotezele din § 3. La valori mari ale unghiului β ($U_c = 20$ V) efectul armonicelor superioare este mult redus, abaterea rămînînd aproximativ constantă.

În cazul cînd s-a conectat înfășurarea de compensare a armonicelor superioare se observă o micșorare puternică a erorii față de cazul precedent, obținîndu-se caracteristici externe de rigiditate aproximativ constantă. Pentru majoritatea tensiunilor de comandă abaterea se menține aceeași confirmînd faptul că în sarcină este preponderent cuplul produs de armonice. Mici excepții fac extremele în jurul valorilor maxime și minime ale tensiunii la borne. În cazul tensiunilor mari ($U_c = 50...60$ V) cuplul produs

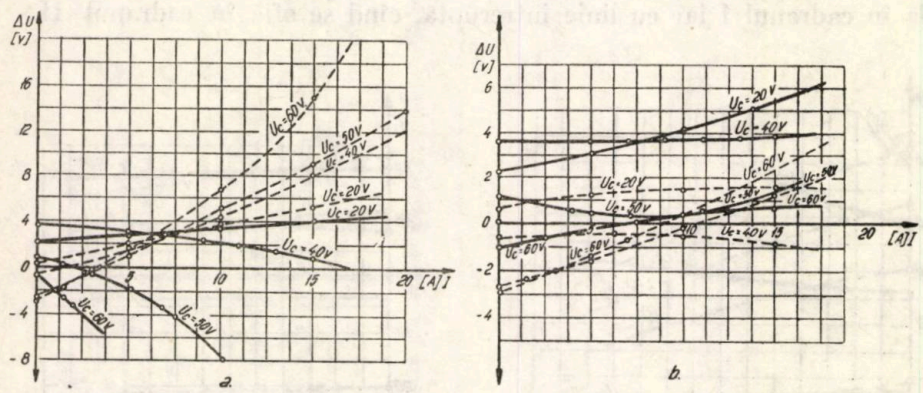


Fig. 5

de saturație și histerezis poate căpăta valori importante [1]...[4] și nefiind compensat afectează și funcționarea în sarcină în zona unghiurilor apropiate de zero. În zona unghiurilor mari ($U_c = 20$ V) și în lipsa înfășurării de forțare cuplul produs de armonice este redus, în schimb termenul al doilea din relația (5) poate avea o valoare apreciabilă ($E_1 \sin \beta = E_{1d} \approx E_1$), producînd un cuplu accelerator în cadranul I și unul încetinitor în cadranul II (E_{1d} schimbă de semn). Deci, atît în cadranul I cît și în cadranul II acest cuplu tinde să conducă fluxul către valori mari ale unghiului β. Astfel, în primul cadran se opune cuplului produs de armonice iar în al doilea are același sens. Ținînd seama de aceste aspecte și de faptul că abaterea tensiunii produsă de acest termen este direct proporțională numai cu curentul de sarcină, se explică întrutotul modul de variație al abaterii pentru $U_c =$ $= 20$ V, prezentat în fig. 5 *a*. Prin conectarea înfășurării de forțare, odată cu creșterea sarcinii se produce un cuplu accelerator care sumat cu cel produs de termenul al doilea din (5) mărește abaterea în cadranul II (curba trasată cu linie plină din fig. 5 *b*) iar în cadranul II cuplurile amintite fiind contrarii, o micșorare (curba trasată cu linie întreruptă pentru $U_c = 20$ V din fig. 5 *b*), față de cazul precedent.

5. Concluzii

1. În urma evidenţierii cuplurilor parazite care apar la funcţionarea în sarcină se stabileşte expresia abaterii staţionare a unei autodine regulatoare de tensiune. De asemenea se elucidează efectele diferite pe care le au cuplurile parazite asupra preciziei reglajului autodinelor regulatoare de tensiune funcţie de poziţia în care se află fluxul inductor în raport cu periile.

2. Verificările efectuate pe o autodină experimentală confirmă rezultatele teoretice obţinute, putîndu-se realiza în plus o diferenţiere a efectelor asupra preciziei reglajului, ale cuplului produs de armonicele de rang superior şi ale celui produs de căderile de tensiune.

3. Rezultatele obţinute permit eliminarea unor interpretări eronate a fenomenelor ce se produc în astfel de maşini, îngăduind totodată, prin o judicioasă dirijare a efectului armonicelor, obţinerea unor caracteristici externe de diferite forme de la aceeaşi autodină regulatoare de tensiune fără a utiliza alte înfăşurări sau instalaţii regulatoare.

Primită la 9 septembrie 1971

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizări electrice şi automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Benedikt O., *Die neue elektrische Maschine „Autodyne".* Budapest, 1957.
2. Benedikt O., *Über die Regelgenauigkeit der Autodyne.* E. und M., 78, *13*, 420 (1961).
3. Бенедикт О., *Об условях точности регулировании автодина,* Электричество, *4*, 80 (1962).
4. Huţanu C., *Încercările experimentale ale unei autodine.* Electrotehnica, 17, *10*, 373 (1969).
5. Sand M., *Maşini electrice speciale.* Vol. I, EDP, Buc., 1963.

SUR LA PRÉCISION DU RÉGLAGE D'UNE AUTODYNE RÉGULATRICE DE TENSION AU FONCTIONNEMENT EN CHARGE

(Résumé)

On étudie quelques aspects nouveaux concernant la précision du réglage de la tension d'une autodyne régulatrice au fonctionnement en charge. Après identification des couples parasites qui paraissent au fonctionnement en charge, on établit l'expression de l'écart stationnaire de ces types de machines. Ensuite on élucide les différents effets exercés par les couples parasites sur la précision du réglage, fonction de la position du flux inducteur par rapport aux balais de travail, dans le premier cadran (fig. 3 *a*) ou dans le deuxième (fig. 3 *b*). Les vérifications expérimentales ont confirmé les résultats de l'étude théorique, en permettant de plus une différentiation de l'effet du couple produit par les harmoniques de rang supérieur et de celui produit par les chutes de tension du roteur de l'autodyne. On présente les caractéristiques extérieures de l'autodyne qui fonctionne avec une charge active, sans enroulement de compensation des harmoniques (fig. 4 *a*) et avec cet enroulement (fig. 4 *b*) pour le premier cadran (courbes tracées par lignes continues) et le deuxième cadran (courbes tracées avec lignes interrompues). On présente aussi l'écart stationaire correspondant aux deux situations ci-dessus (fig. 5).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 621.316.925: 621.316.1; 512.9

NOUVELLES CONTRIBUTIONS AU CALCUL DES SCHÉMAS DE PROTECTION PAR RELAIS, À L'AIDE DE L'ALGÈBRE DE LA LOGIQUE

PAR

EUGEN BALABAN, GHERGHINA BALABAN, SIMONA CABA
et N. V. BOŢAN

1. Nous avons indiqué, dans un travail antérieur [1], quelques possibilités de calculer les schémas de protection par relais à partir des expressions analytiques des protections élémentaires, valables pour les valeurs des courants et des tensions dans le corps 2^2. On avait considéré uniquement deux variables et les actions instantanées des protections.

Il a été nécessaire, en vue de trouver les expressions des protections plus complexes, d'introduire dans les calcul la variable *temps* aussi.

Dans ce travail-ci, on essaie d'exprimer analytiquement d'autres protections, à l'aide desquelles on puisse réaliser le calcul complet des systèmes de protection.

2. Dans le cas des lignes parallèles ou des défauts intérieurs des installations, il y a des courants différents qui interviennent soit dans les deux lignes, soit aux deux extrémités de l'installation protégée. La protection différentielle agit en fonction des deux courants :

$$P_{\text{dif}} = f(i_1, i_2).$$

En gardant la signification des valeurs 0, 1, ε et ε^2 pour les courants normaux, pour les courants grands sur une seule phase, pour les courants d'avaries sur deux phases et respectivement pour les courants d'avaries sur les trois phases, il en résulte les conditions suivantes d'actionnement de la protection différentielle (longitudinale ou transversale) :

$$f(1,0) = 1, \quad f(0,\varepsilon) = 1, \quad f(\varepsilon,0) = 1, \quad f(1,\varepsilon) = 1,$$
$$f(\varepsilon^2,0) = 1, \quad f(\varepsilon^2,\varepsilon) = 1, \quad f(0,1) = 1, \quad f(0,\varepsilon^2) = 1,$$
$$f(\varepsilon,1) = 1, \quad f(1,\varepsilon^2) = 1, \quad f(\varepsilon^2,1) = 1, \quad f(\varepsilon,\varepsilon^2) = 1.$$

En appliquant la relation d'interpolation de L a g r a n g e dans le corps 2^2, il résulte :

$$P_{\text{dif}} = L_0(i_2)[L_1(i_1) + L_\varepsilon(i_1) + L_{\varepsilon^2}(i_1)] +$$
$$+ L_1(i_2)[L_0(i_1) + L_\varepsilon(i_1) + L_{\varepsilon^2}(i_1)] +$$
$$+ L_\varepsilon(i_2)[L_0(i_1) + L_1(i_1) + L_{\varepsilon^2}(i_1)] +$$
$$+ L_{\varepsilon^2}(i_2)[L_0(i_1) + L_1(i_1) + L_\varepsilon(i_1)] =$$
$$= i_1^3 + i_1^2 i_2 + i_1 i_2^2 + i_2^3 = (i_1 + i_2)(i_1^2 + i_2^2).$$

L'expression analytique est immédiatement vérifiée, le premier facteur étant annulé dans le cas des courants égaux.

3. On utilise couramment aussi la protection à distance. C'est elle qui doit commander l'ouverture instantanée de l'interrupteur aux avaries proches, et à temporisation dans le cas des défauts plus éloignés, en vue de satisfaire à l'exigence de sélectivité.

La proximité du défaut de l'endroit protégé peut être mise en évidence par l'impédance jusqu'à l'endroit avarié, voire par le rapport entre la tension et le courant à l'endroit protégé. Si la valeur associée à la tension est plus petite que la valeur associée au courant, sur une des phases au moins, il s'ensuit que l'impédance jusqu'au défaut est petite et la protection devra agir alors instantanément.

La fonction du relais d'impédance qui intervient dans la protection à distance prendra dans ce cas la forme :

$$f(R_z) = f(u, i).$$

En attribuant aux valeurs 0, 1, ε, ε^2, associées au courant et à la tension, la même signification que dans le cas précédent, on obtient le tableau de valeurs pour la fonction :

$$f(0,0) = 0, \quad f(1,0) = 0, \quad f(\varepsilon,0) = 0, \quad f(\varepsilon^2,0) = 0,$$
$$f(0,1) = 1, \quad f(1,1) = 1, \quad f(\varepsilon,1) = 1, \quad f(\varepsilon^2,1) = 0,$$
$$f(0,\varepsilon) = 1, \quad f(1,\varepsilon) = 1, \quad f(\varepsilon,\varepsilon) = 1, \quad f(\varepsilon^2,\varepsilon) = 0,$$
$$f(0,\varepsilon^2) = 1, \quad f(1,\varepsilon^2) = 1, \quad f(\varepsilon,\varepsilon^2) = 1, \quad f(\varepsilon^2,\varepsilon^2) = 0.$$

En appliquant la formule d'interpolation de Lagrange dans le corps 2^2 on obtient pour la fonction $f(R_z)$ l'expression :

$$f(R_z) = f(0,1)L_0(u)L_1(i) + f(0,\varepsilon)L_0(u)L_\varepsilon(i) + f(0,\varepsilon^2)L_0(u)L_{\varepsilon^2}(i) +$$
$$+ f(1,1)L_1(u)L_1(i) + f(1,\varepsilon)L_1(u)L_\varepsilon(i) + f(1,\varepsilon^2)L_1(u)L_{\varepsilon^2}(i) +$$
$$+ f(\varepsilon,1)L_\varepsilon(u)L_1(i) + f(\varepsilon,\varepsilon)L_\varepsilon(u)L_\varepsilon(i) + f(\varepsilon,\varepsilon^2)L_\varepsilon(u)L_{\varepsilon^2}(i) =$$
$$= i^3(u^3 + \varepsilon^2 u^2 + \varepsilon u + 1).$$

On a montré dans le travail antérieur [1] que l'expression i^3 correspond à la protection maximale complète de courant, tandis que l'expression $u^3 + \varepsilon^2 u^2 + \varepsilon u + 1$ correspond à la protection minimale de tension ; il en résulte qu'on peut remplacer un relais d'impédance par une protection maximale de courant et une protection minimale de tension. La bobine du dispositif de déclanchement de l'interrupteur sera mise en série avec le dipôle (fig. 1).

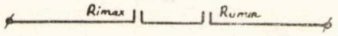


Fig. 1

4. Si la tension à l'endroit protégé est suffisamment élevée, le courant tout en gardant des valeurs dangereuses, il s'ensuit que le défaut est plus éloigné et qu'il y aura protection à temporisation.

Il résulte donc que la protection de distance simplifiée dans le sens mentionné est fonction de trois variables

$$P_{util} = f(u, i, t).$$

En conservant la signification des valeurs 0, 1, ε, ε^2, pour les tensions et les courants, nous avons considéré uniquement deux valeurs pour la variable temps : 0 — désignant l'action instantanée de la protection, 1 — l'action temporisée. On effectue les calculs dans le corps supérieur 2^2.

On indique ci - dessous toutes les situations où la fonction P_{util} prend la valeur 1 :

$$f(0, 1, 0) = 1, \quad f(1, 1, 0) = 1, \quad f(\varepsilon, 1, 0) = 1, \quad f(\varepsilon^2, 1, 1) = 1,$$
$$f(0, 1, 1) = 1, \quad f(1, 1, 1) = 1, \quad f(\varepsilon, 1, 1) = 1, \quad f(\varepsilon^2, \varepsilon, 1) = 1,$$
$$f(0, \varepsilon, 0) = 1, \quad f(1, \varepsilon, 0) = 1, \quad f(\varepsilon, \varepsilon, 0) = 1, \quad f(\varepsilon^2, \varepsilon^2, 1) = 1.$$
$$f(0, \varepsilon, 1) = 1, \quad f(1, \varepsilon, 1) = 1, \quad f(\varepsilon, \varepsilon, 1) = 1,$$
$$f(0, \varepsilon^2, 0) = 1, \quad f(1, \varepsilon^2, 0) = 1, \quad f(\varepsilon, \varepsilon^2, 0) = 1,$$
$$f(0, \varepsilon^2, 1) = 1, \quad f(1, \varepsilon^2, 1) = 1, \quad f(\varepsilon, \varepsilon^2, 1) = 1,$$

On écrit l'expression analytique simplifiée de la protection à distance sous la forme de somme de polynômes de L a g r a n g e :

$$P_{util} = L_0(u)[L_1(i) + L_\varepsilon(i) + L_{\varepsilon^2}(i)] + L_1(u)[L_1(i) + L_\varepsilon(i) + L_{\varepsilon^2}(i)] +$$
$$+ L_\varepsilon(u)[L_1(i) + L_\varepsilon(i) + L_{\varepsilon^2}(i)] + L_{\varepsilon^2}(u)[L_1(i) + L_\varepsilon(i) + L_{\varepsilon^2}(i)] \times$$
$$\times [L_1(t) + L_\varepsilon(t) + L_{\varepsilon^2}(t)] = i^3[(u^3 + \varepsilon^2 u^2 + \varepsilon u)(t^3 + 1) + 1].$$

Compte tenu que l'expression $u^3 + \varepsilon^2 u^2 + \varepsilon u$ représente la protection maximale de tension et t^3 le contact du relais de temps, il résulte que la bobine du dispositif de déclanchement de l'interrupteur sera mise en série avec le dipôle (fig. 2)

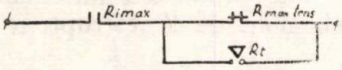


Fig. 2

En effet :

$$(u + \varepsilon^2 u^2 + \varepsilon u)(t^3 + 1) + 1 = \overline{R_{\max \text{ tens}}\, \bar{R}_t} = \overline{R_{\max \text{ tens}}} \cup R_t .$$

On vérifie facilement que le schéma travaille correctement.

5. Pour la protection de distance complète il est nécessaire de considérer aussi le sens de circulation du courant de défaut. Afin de déduire l'expression analytique du relais directionnel, on en déduit la fonction, voire :

$$f(R_d) = f(d).$$

On attribuera à la variable de sens de circulation d la valeur 0 pour le sens correspondant à la fonction sélective de la protection (à partir des barres vers la ligne) et la valeur 1 pour le sens inverse. Par conséquant $f(0) = 1$, $f(1) = 0$, d'où :

$$f(R_d) = L_0(d) = d^3 + 1,$$

qui représente l'expression analytique du relais de direction.

La fonction de la protection à distance complète peut être écrite maintenant sous la forme :

$$f(P_d) = f(u,\ i,\ t,\ d).$$

Les points du domaine qui nous intéressent en vue du développement L a g r a n g e sont ceux où la valeur de la fonction est différente de zéro :

$f(0, 1, 0, 0) = 1$, $f(1, 1, 0, 0) = 1$, $f(\varepsilon, 1, 0, 0) = 1$, $f(\varepsilon^2, 1, 1, 0) = 1$,

$f(0, 1, 1, 0) = 1$, $f(1, 1, 1, 0) = 1$, $f(\varepsilon, 1, 1, 0) = 1$, $f(\varepsilon^2, \varepsilon, 1, 0) = 1$,

$f(0, \varepsilon, 0, 0) = 1$, $f(1, \varepsilon, 0, 0) = 1$, $f(\varepsilon, \varepsilon, 0, 0) = 1$, $f(\varepsilon^2, \varepsilon^2, 1, 0) = 1$.

$f(0, \varepsilon, 1, 0) = 1$, $f(1, \varepsilon, 1, 0) = 1$, $f(\varepsilon, \varepsilon, 1, 0) = 1$

$f(0, \varepsilon^2, 0, 0) = 1$, $f(1, \varepsilon^2, 0, 0) = 1$, $f(\varepsilon, \varepsilon^2, 0, 0) = 1$

$f(0, \varepsilon^2, 1, 0) = 1$, $f(1, \varepsilon^2, 1, 0) = 1$, $f(\varepsilon, \varepsilon^2, 1, 0) = 1$.

En appliquant la formule d'interpolation de Lagrange on obtient l'expression algébrique de la protection de distance complète :

$$f(P_d) = (d^3 + 1)[i^3(u^3 + \varepsilon^2 u^2 + \varepsilon u)(t^3 + 1) + 1].$$

L'expression structurale correspondante est de la forme (fig. 3) :

$$f(P_d) = \bar{R}_d R_{t\max}(\overline{R_{\max\,tens}} \cup R_t).$$

6. On va considérer maintenant l'exemple de la fig. 4. Dans l'exemple considéré les interrupteurs I_1 et I_2 doivent se déclencher simultanément lorsqu'il y a un défaut dans la ligne alimentée (si $i_1 \neq i_2$) et avec temporisation si en cas de défaut après I_6 (lorsque $i_1 = i_2$), le dernier n'a pas déclanché.

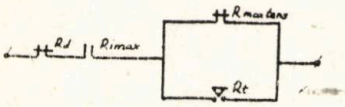


Fig. 3

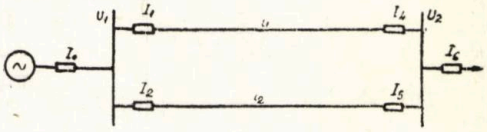


Fig. 4

Il en résulte donc :

$$f(I_1) = f_1(i_1, i_2, t),$$

$$f_1(1, 0, \tfrac{1}{0}) = 1,\ f_1(\varepsilon, 0, \tfrac{1}{0}) = 1,\ f_1(\varepsilon^2, 0, \tfrac{1}{0}) = 1,$$

$$f_1(1, 1, 1) = 1,\ f_1(\varepsilon, 1, \tfrac{1}{0}) = 1,\ f_1(\varepsilon^2, 1, \tfrac{1}{0}) = 1,$$

$$f_1(1, \varepsilon, \tfrac{1}{0}) = 1,\ f_1(\varepsilon, \varepsilon, 1) = 1,\ f_1(\varepsilon^2, \varepsilon, \tfrac{1}{0}) = 1,$$

$$f_1(1, \varepsilon^2, \tfrac{1}{0}) = 1,\ f_1(\varepsilon, \varepsilon^2, \tfrac{1}{0}) = 1,\ f_1(\varepsilon^2, \varepsilon^2, 1) = 1.$$

En appliquant la relation d'interpolation de Lagrange il en résulte :

$$f_1(I_1) = (i_1^3 + i_1^2 i_2 + i_1 i_2^2 + i_2^3 + i_1^3 + i_2^3 + i_1^3 i_2^3)(t^3 + 1) + i_1^3 =$$

$$= (R_{\text{dif}} + R_{i1\max}\bar{R}_{i2\max} + R_{i2\max})\bar{R}_t + R_{i1\max}.$$

Vu que $a + b = a\bar{b} \cup \bar{a}b$, on obtient en définitif :

$$f(I_1) = (R_{\text{dif}} + R_{i1\max}\bar{R}_{i2\max} + R_{i2\max})\bar{R}_t\,\bar{R}_{i1\max} \cup$$

$$\cup R_{i1\max}(R_{\text{dif}}\bar{R}_t + R_{i1\max}\bar{R}_{i2\max}\bar{R}_t + R_{i2\max}\bar{R}_t + 1) =$$

$$= R_{i1\max}(R_{\text{dif}} \cup R_t) \cup \bar{R}_t(R_{\text{dif}}\bar{R}_{i2\max} \cup \bar{R}_{\text{dif}} R_{i2\max}\bar{R}_{i1\max}).$$

Si l'on passe à la représentation structurale binaire du schéma on observe que le produit $\overline{R}_{\text{dif}} R_{i2\max} \overline{R}_{i1\max} = 0$, puisqu'il est impossible que le relais différentiel travaille si $i_2 = 1$ et $i_1 = 0$.

Le produit est rigoureux au point de vue mathématique pour le corps 2^2, mais ε devient dépourvu d'aucune signification si l'on passe dans le domaine du corps 2 (représente uniquement la phase défectueuse).

On y remarque encore que $R_{\text{dif}} \overline{R}_{i2\max}$ signifie en fait $R_{\text{dif}} R_{i1\max}$ puisque si le relais différentiel travaille, il s'ensuit soit i_1 grand, soit i_2 petit.

On représentera (fig. 5) le dipôle mis en série avec le système de déclenchement de l'interrupteur I_1.

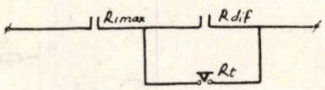


Fig. 5

On vérifie facilement que le schéma travaille instantanément aux défauts en lignes (quand il y a fonctionnement de R_{dif}) si la ligne à défaut est celle alimentée par I_1, et à temporisation si, pour n'importe quelle valeur de i_1, le courant dans la ligne I_1 est un courant de défaut.

Reçue le 22 juin 1971

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Utilisations électriques et d'Automations

BIBLIOGRAFIE

1. Boţan N. V., Balaban E., Balaban G., Caba S., *Beiträge zur Analyse und Synthese einiger Relaisschutzschemas, auf Grund der algebraischen Berechnung.* Bul. Inst. polit. din Iaşi, XIV (XVIII), *3—4* (1968).
2. Moisil Gr., *Teoria algebrică a mecanismelor automate.* Ed. Tehn., Buc., 1959.
3. Călin S., Mihoc D., *Protecţia prin relee.* EDP, Buc., 1966.

NOI CONTRIBUŢII LA CALCULUL SCHEMELOR DE PROTECŢIE PRIN RELEE, CU AJUTORUL ALGEBREI LOGICII

(Rezumat)

Lucrarea constituie o continuare a preocupărilor autorilor în legătură cu posibilităţile de aplicare a algebrei logicii la analiza şi sinteza schemelor de protecţie prin relee, cu referiri în special la protecţia diferenţială şi de distanţă.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secția II
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 628.971

POSIBILITĂȚI DE ÎMBUNĂTĂȚIRE A PROIECTĂRII ILUMINATULUI EXTERIOR ÎN CAZUL FOLOSIRII CORPURILOR DE ILUMINAT ASIMETRICE *)

DE

LAURIAN PREDA, V. PRISĂCARU, GR. TAȘCĂ și DAN IOACHIM

1. Iluminarea într-un punct oarecare A, de coordonate x, y, a unei suprafețe plane, măsurată în luxi, poate fi calculată cu relația [5], [6]:

$$E(x,y,z) = K(x,y,z)\, I(x,y,z), \tag{1}$$

unde: $I(x,y,z)$ — intensitatea luminoasă corespunzătoare vectorului intensității luminoase a izvorului de lumină, cu direcția spre punctul A [candele],

$$K(x,y,z) = \frac{h(0,0,z)}{\sqrt{[h^2(0,0,z) + d^2(x,y,0)]^3}}, \tag{2}$$

cu $h(0,0,z)$ — înălțimea de suspendare a corpului de iluminat față de planul străzii (S), [m], $d(x,y,0)$ — distanța dintre piciorul perpendicularei dusă din centrul corpului de iluminat pe planul străzii (S) și punctul A, [m].

Originea sistemului axelor de coordonate coincide cu punctul (O), unde perpendiculara dusă din centrul corpului de iluminat înțeapă planul străzii.

Relația (1) este generală, putînd fi aplicată oricărui tip de corp de iluminat.

În fig. 1 sînt trasate (cu ajutorul relației (2)), curbele de variație ale lui $k = f(d)$ pentru diferite valori ale lui h. Deoarece înălțimea de suspendare a corpului de iluminat nu depășește de regulă 15 m, iar valoarea iluminării dată de acesta pentru $d > 30$ m este obișnuit neglijabilă, curbele sînt limitate la aceste valori. Cu ajutorul lor se determină imediat $K(x,y,z)$ pentru oricare $h(0,0,z)$ și $d(x,y,0)$.

*) Prezentată la sesiunea științifică a Institutului politehnic din Timișoara, 10–12 mai 1968.

2. Din relația (1) se constată că pentru a putea detemina imediat $E(x, y, z)$ trebuie să se cunoască în afară de $K(x, y, z)$ și $I(x, x, z)$ în toate punctele planului S. Trebuie deci trasate curbele izocandele ale corpului de iluminat în planul străzii. Dacă corpul de iluminat este asimetric, alura acestor curbe este neregulată. Ea va depinde de tipul corpului de iluminat și de poziția acestuia în raport cu planul străzii.

În cele ce urmează sînt prezentate curbele izocandele, în planul străzii, ale corpurilor de iluminat asimetrice de tip H. R. F., pentru diferite unghiuri θ pe care axa lămpii le poate face cu planul străzii (fig. 3...6).

Pentru a trasa curbele izocandele în planul străzii au fost determinate prin măsurători experimentale (executate cu ajutorul unei instalații speciale construită în acest scop) curbele izocandele pe sfera de rază unitate (1 m) ale corpului de iluminat tip H. R. F. echipat cu o lampă cu vapori de mercur de 400 W, alimentată la tensiunea constantă de 220 V (fig. 2).

Sistemul de coordonate α și β al paralelelor și meridianelor acestei sfere se poate trasa în plan în mod obișnuit; se consideră cazul cînd axa polilor înțeapă perpendicular planul străzii (deci paralelele de pe sferă sînt paralele cu planul străzii), meridianele $\beta = 0°$ și $\beta = 360°$ sînt într-un plan situat în lungul axului străzii, iar cele corespunzătoare valorilor $\beta = 90°$ și $\beta = 270°$ se află într-un plan transversal pe axul străzii. Dacă curbele izocandele pentru sfera de rază unitate (fig. 2) sînt trasate pe hîrtie de calc, suprapunînd acestă figură peste cea a sistemului de coordonate α, β de pe sferă, reprezentat în plan (la aceeași scară), se poate efectua direct lectura coordonatelor α și β ale oricărui punct de pe sferă, deci și a curbelor izocandele. Cele două cercuri (reprezentînd proiecția în plan a sferei) au același centru; el este totodată și centrul izvorului de lumină. Dacă unghiul pe care îl face axa aparatului de iluminat H. R. F. cu planul străzii este nul ($\theta = 0°$), dreapta $M'N'$ (fig. 2) coincide cu meridianul $\beta = 0°$. Dacă însă $\theta \neq 0°$, pentru a citi corect coordonatele α și β ale curbelor izocandele se păstrează același centru pentru ambele figuri și se rotește în sens invers acelor ceasornicului fig. 2 în raport cu sistemul de coordonate (deci față de meridianul $\beta = 0°$), cu un unghi egal cu θ. Deci $M'N'$ va face un unghi θ cu dreapta corespunzătoare lui $\beta = 0°$. Operația se realizează în acest mod, deoarece curbele izocandele sînt solidare cu corpul de iluminat care și-a schimbat poziția, trecînd de la $\theta = 0°$ la $\theta \neq 0°$. Desigur sistemul de coordonate α, β rămîne neschimbat.

3. Considerînd un plan tangent la partea inferioară a sferei de rază unitate și paralel cu planul străzii, sistemul axelor de coordonate α și β de pe sferă poate fi proiectat în acest plan, paralelele devin cercuri (α) iar meridianele raze (β) (fig. 3...6). Făcînd lectura diferitelor coordonate α, β ale curbelor izocandele, după metoda indicată mai sus și notînd punctele corespunzătoare în acest ultim sistem de coordonate, se obțin curbele izocandele de pe sferă, proiectate în planul ce este tangent la sferă și paralel cu planul străzii. Se va obține desigur cîte o figură pentru fiecare valoare a unghiului θ. Astfel s-au trasat curbele izocandele în planul tangent la

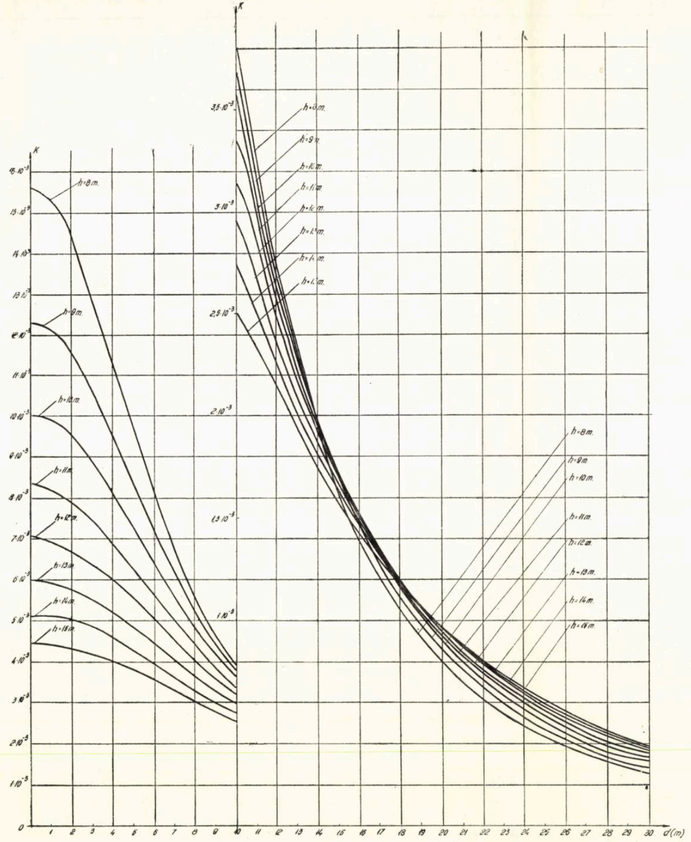


Fig. 1

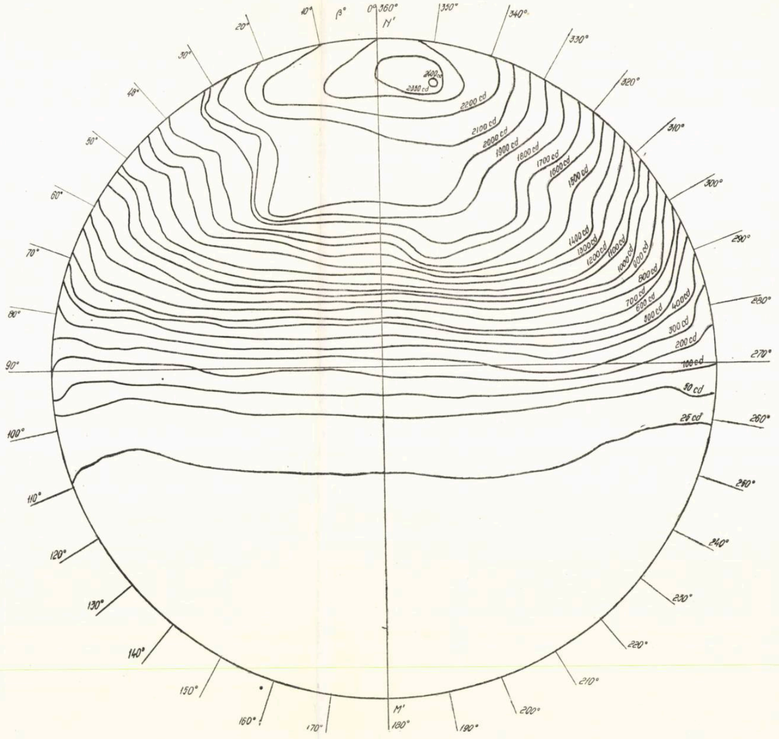


Fig. 2

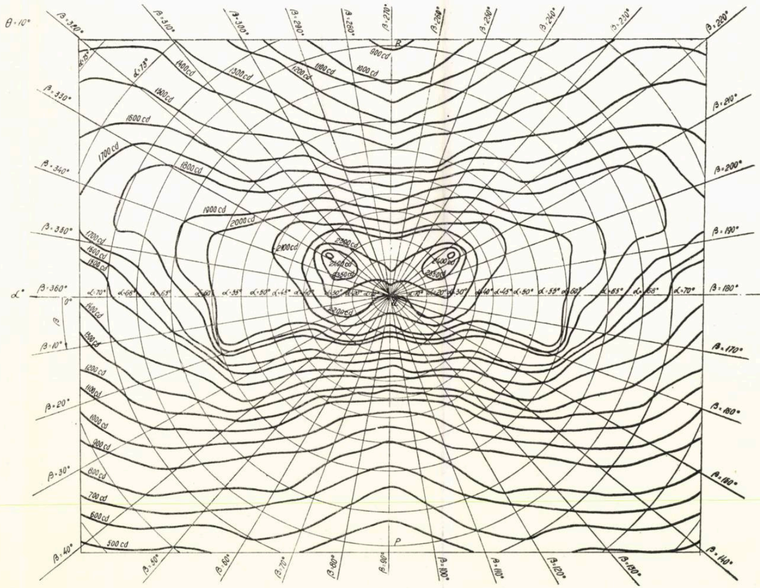
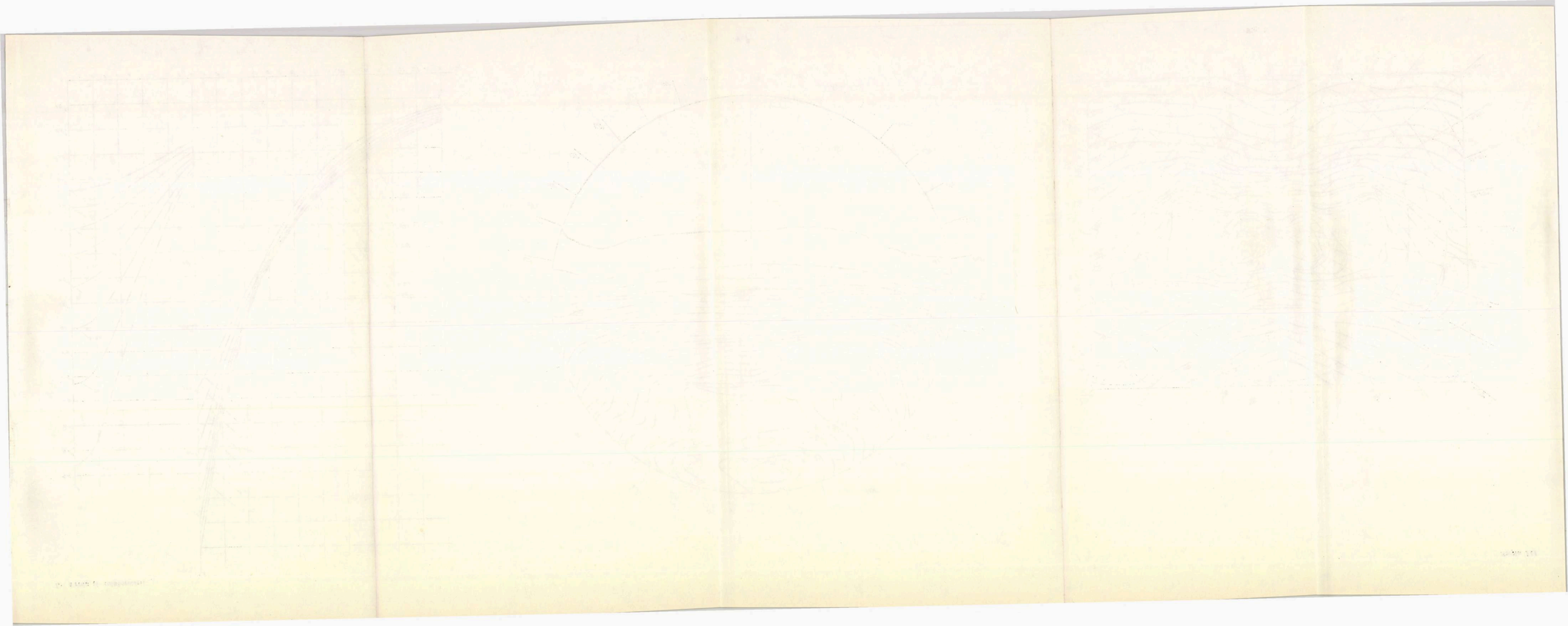


Fig. 3



partea inferioară a sferei pentru $\theta = 10°$ (fig. 3), $\theta = 20°$ (fig. 4), $\theta = 30°$ (fig. 5) și $\theta = 40°$ (fig. 6).

Deoarece planul tangent la sferă este paralel cu planul străzii curbele izocandele din planul străzii au aceeași alură ca și cele din planul tangent la sferă, fiind doar cu atît mai întinse cu cît înălțimea de suspendare a aparatului de iluminat (h) este mai mare. Ținînd seamă de acest aspect nu mai trebuie reprezentate alte curbe izocandele în planul străzii, ci pot fi folosite cele din planul tangent la sferă, cunoscînd că scara lecturii coordonatelor se modifică invers proporțional cu h.

Astfel, dacă curbele izocandele în planul tangent la sferă sînt trasate la scara 1/20 (deci cercul corespunzător proiecției paralelei de 45° are o rază de 5 cm), iar $h = 10$, curbele izocandele în planul străzii sînt aceleași, dar scara este 1/200. Variația scării în funcție de h este dată de relația :

$$S_1 = \frac{S_2}{h}, \tag{3}$$

unde : S_1 — scara lecturii pentru curbele izocandele în planul străzii, S_2 — scara lecturii pentru curbele izocandele în planul tangent la sferă.

În cazul cînd nu este cunoscută scara S_2 aceasta se determină imediat măsurîndu-se în cm (fig. 3) raza cercului corespunzător lui $\alpha = 45°$ și raportînd această valoare la 100 (deoarece raza sferei este de 100 cm).

4. La proiectare se alege înălțimea (h) de suspendare a lămpii H.R.F. și unghiul ei de înclinare (θ) în raport cu planul străzii. Alegînd figura corespunzătoare valorii respective a unghiului θ, se obțin direct (ținînd seama de scară conform relației (3)) curbele izocandele în planul străzii, care trebuie însă trasat la aceeași scară S_1. Planșa în calc a străzii se așterne peste figura corespunzătoare a curbelor izocandele. Originea axelor de coordonate ale curbelor izocandele trebuie să coincidă cu punctul în care se consideră că perpendiculara dusă din capul de iluminat înțeapă planul străzii (practic cu punctul în care, pe planul străzii, s-a ales amplasamentul lămpii) ; axa ***PR*** (fig. 3...6) trebuie să coincidă cu axa aparatului de iluminat, adică proiecțiile meridianelor $\beta = 180°$ și $\beta = 360°$ trebuie să fie paralele cu axul străzii (deci se va roti planșa curbelor izocandele pînă se obține această situație).

5. Dacă corpul de iluminat H. R. F. este echipat cu un bec cu vapori de mercur de altă putere, P, se modifică doar valorile înscrise pe curbele izocandele, toate trebuind să fie înmulțite cu $P/400$, deoarece valorile înscrise în fig. 3...6 corespund unui bec de 400 W.

Din cele de mai sus rezultă că metoda permite determinarea imediată a iluminării $E(x,y,z)$, în orice punct al planului străzii pe baza relației (1), folosind graficele de variație ale lui $K(x,y,z)$ (fig. 1) și curbele izocandele corespunzătoare valorii θ alese, care furnizează direct $I(x,y,z)$.

Simplitatea metodei precum și faptul că permite determinarea iluminării în orice punct a străzii, pe baza respectării iluminării minime admise, constituie avantaje esențiale în raport cu alte metode.

Concluzii

1. Iluminarea într-un punct oarecare a unei străzi, în cazul folosirii corpurilor de iluminat asimetrice, poate fi determinată cu relația (1) [4]. Această relație este generală, putînd fi aplicată oricărui tip de corp de iluminat.

2. $K(x,y,z)$ depinde de înălțimea de amplasare a corpului de iluminat (h) și de distanța (d) dintre piciorul perpendicularei pe planul străzii, dusă din centrul corpului de iluminat și punctul în care se urmărește determinarea iluminării.

Graficul funcției $K = f(h, d)$ este reprezentat în fig. 1.

3. Pentru a determina $I(x, y, z)$ în punctul în care se urmărește a se calcula iluminarea, se utilizează curbele izocandele ale corpului de iluminat respectiv, trasate pe sfera cu rază de 1 m, în centrul căreia se găsește izvorul de lumină. Acestea se proiectează apoi pe planul tangent la sferă și paralel cu planul străzii. Folosind o scară corespunzătoare (3), curbele obținute reprezintă totodată și curbele izocandele în planul străzii.

4. Dispunînd de $K = f(h, d)$ (fig. 1) și de curbele izocandele în planul străzii, aplicînd relația (1) se determină imediat $E(x, y, z)$ în orice punct al acesteia.

5. În lucrare sînt trasate curbele izocandele în planul tangent la sferă pentru diverse unghiuri θ pe care axa lămpii le poate face cu planul străzii, în cazul lămpii de tip H. R. F., echipată cu un bec cu vapori de mercur de 400 W (fig. 3...6). Ele pot fi utilizate direct, respectîndu-se condițiile utilizate în lucrare.

6. Metoda este deosebit de simplă în raport cu cele cunoscute în prezent, permițînd determinarea imediată a iluminării în orice punct al străzii (deci pe întreaga suprafață), stabilindu-se ușor distanța optimă între stîlpi, numărul de lămpi necesare pe fiecare stîlp, înălțimea de suspendare, poziția și puterea lor.

Primită la 9 septembrie 1971

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electroenergetică
și
Catedra de utilizări și automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Bălcescu A., Savopol D., *Iluminatul electric, îndreptar.* Ed. Tehn., Buc. 1962.
2. Knoring G. M., *Proiectarea iluminatului electric,* (trad. din l. rusă). EES Buc., 1959.
3. Prisăcaru V., Huțanu C., Ioachim D., *Utilizarea energiei electrice* EDP, Buc., 1969.

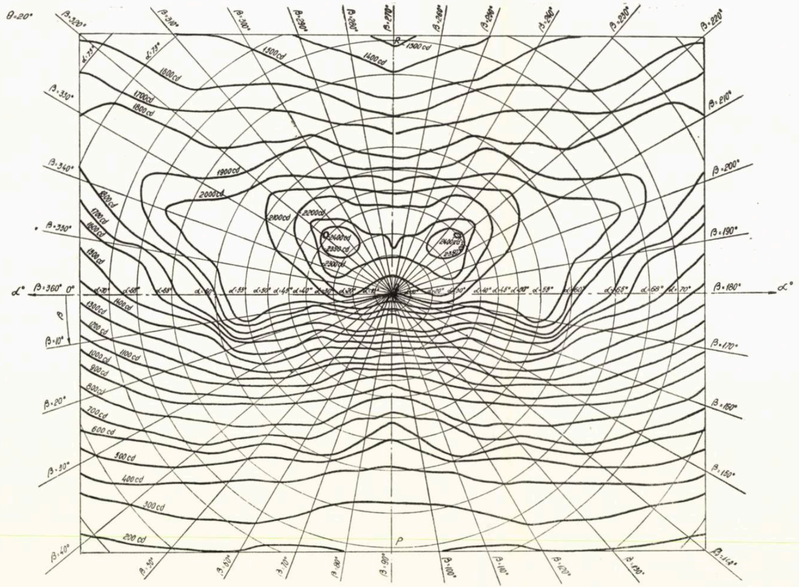


Fig. 4

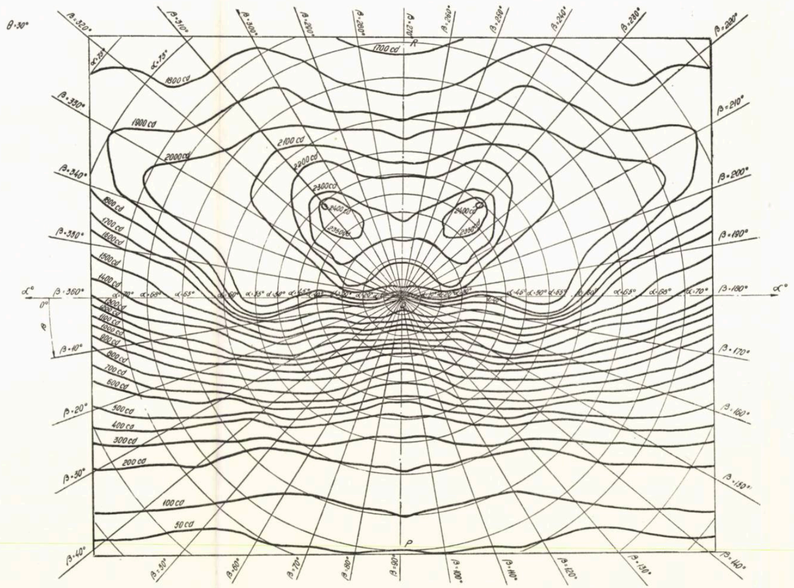


Fig. 5

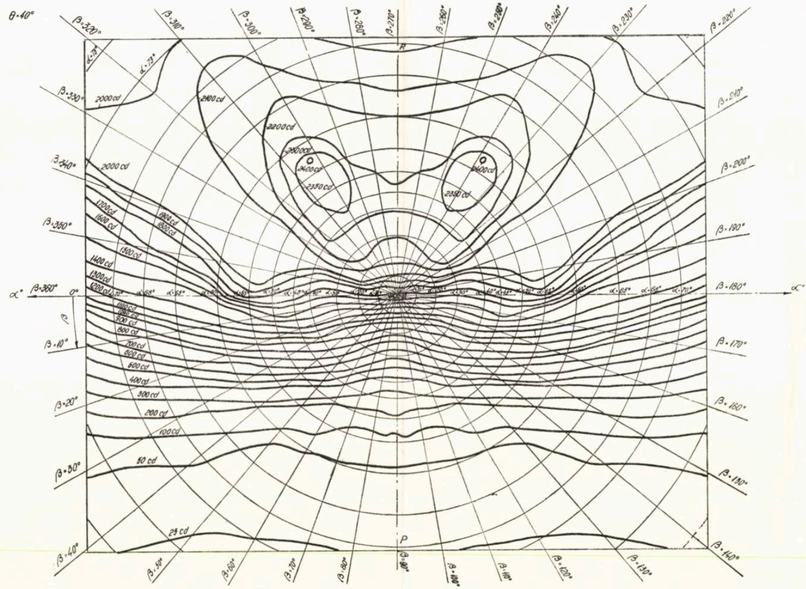


Fig. 6

4. Prisăcaru V., Preda L., Ioachim D., *Asupra calculului iluminării de la aparate de iluminat nesimetrice, cu lumină directă.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XV (XIX), *1—2* (1969).
5. Preda L.. *Metodă simplificată de proiectare a iluminării unei străzi, folosind lămpi H. R. F.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XV (XIX), *1—2* (1969).
6. Preda L., *Asupra posibilităţilor de trasare a curbelor izolux cu ajutorul curbelor izocandele, pentru un corp de iluminat oarecare.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XVII (XXI), *1—2* (1971).

POSSIBILITÉS D'AMÉLIORER LE CALCUL DE L'ÉCLAIRAGE EXTÉRIEUR LORSQU'ON EMPLOIE DES CORPS ÉCLAIRANTS ASYMÉTRIQUES

(Résumé)

Les courbes isocandela d'un corp éclairant, tracées sur la sphère de rayon unité, sont projétées dans le plan tangent à la sphère, parallèlement au plan de la rue, et ensuite dans le plan de la rue. C'est grâce à ces courbes qu'on détermine tout de suite, en utilisant la rélation :

$$E = I \frac{h}{\sqrt{(h^2 + d^2)^3}},$$

l'éclairage dans n'importe quel point de la rue.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 1–2, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICA. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

УДЛ 621.317.2.027.3/7

СЕТЕВОЙ СТЕНД ВОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ АППАРАТУРЫ И ТРАНСФОРМАТОРОВ

К. МИХЭИЛЯНУ, Б. МАТХЕ и Н. БАДЕА

1. *Назначение стенда*

Качество, надежность и долговечность высоковольтного оборудования зависит от многих факторов. Так, например, высоковольтное оборудование электрических станций и сетей может быть повреждено во время эксплуатации из-за применения недоброкачественных материалов, из за несоблюдения установленных для данной конструкции правил технологической обработки соответствующих деталей или из-за конструктивных ошибок (факторы, зависящие от условий производства высоковольтного оборудования).

К серьезным авариям могут привести факторы, как например: несоответствующие условия хранения и транспортировки оборудования, некачественные монтажные и наладочные работы, несоблюдение правил технической эксплуатации или неудовлетворительные ремонтные работы (факторы, зависящие от органов эксплуатации и от монтажно-строительных и ремонтных организаций).

Значительная доля повреждений относится к области устойчивости силовых трансформаторов в режиме внезапных коротких замыканий, к области коммутационной способности выключателей при различных схемах и режимах работы электрической системы или к области поведения электрической изоляции в самых различных эксплуатационных условиях.

Так например, в соответствии с последними статистическими данными [1] — опубликованными в 1971 г. — следует, что около 50% случаев неудовлетворительной работы трансформаторов в системе Детроит Эдисон и Комп. (в США) в 1969 г. объясняется нарушением механической прочности различных узлов трансформаторов (генераторных и

сетевых), невыдерживающих действие токов внезапных коротких замыканий в эксплуатационных условиях.

Жесткие условия работы коммутационной аппаратуры в современных сетях, широкое внедрение в эксплуатаций еще нестандартных режимов работы для выключателей, которые встречаются при холостом включений и отключений линий и трансформаторов, при коммутаций цепей в режиме асинхронной работы двух присоединенных сетей, в режиме неудаленных коротких замыканий и. т. д., часто приводят к тяжелейшим нарушениям нормальной работы объединенной системы (рис. 1).

Исходя из необходимости принятия срочных мер по устранению такого рода нарушений нормальной работы сетей и имея ввиду сложность условий работы высоковольтного оборудования и недостаточную изученность происходящих при его работе физических процессов, Исследовательским Институтом по Электроэнергетике (ИЧЭНЕРГ) Министерства электроэнергии (МЭЭ) Румынии, был сооружен в 1969 г., по соседству с ТЭЦ Бухарест-Юг стенд сетевого типа большой мощности (ССБМ) для испытания высоковольтного оборудования в условиях коротких замыканий.

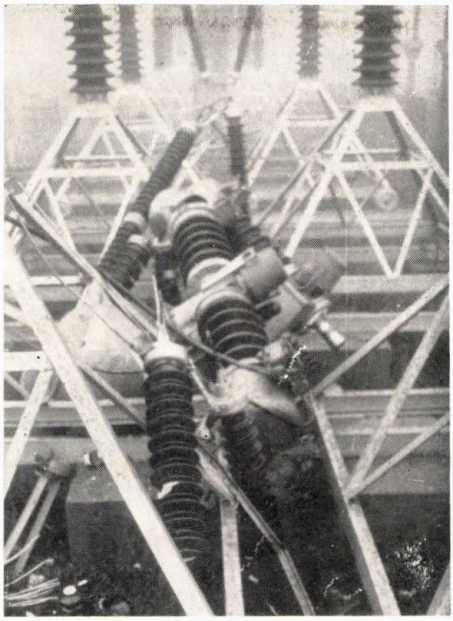
Оборудование ССБМ обеспечивает выполнение испытаний высоковольтного оборудования больших мощностей (силовых и измерительных трансформаторов, выключателей различных типов и принципов действия, разъединителей, отделителей и короткозамыкателей, токоограничивающих реакторов, заградителей, распредустройств и т. д.) в режиме коротких замыканий (на коммутационную способность, термическую и динамическую устойчивость, на дугостойкость и т. д.) и в длительном режиме в соответствии с таблицей 1. Небольшая лаборатория высоких напряжений на испытательном стенде создает возможность осуществления стандартных испытаний электрической изоляции оборудования класса 110 кв (вкл).

2. *Источники мощности к. з. и методы регулирования токов к. з.*

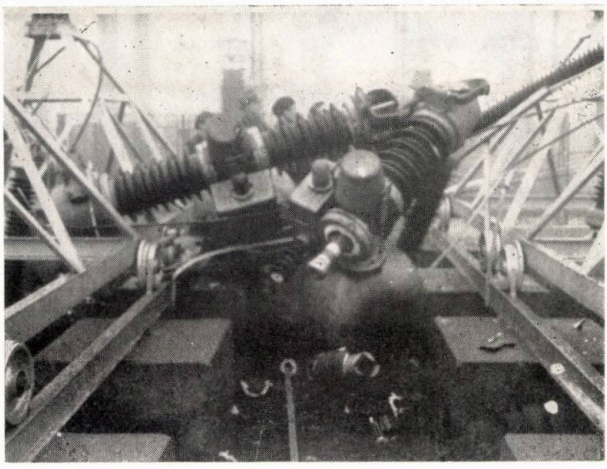
Принципиальная однопроводная схема испытательного стенда дана рис. 2. Общий вид установки представлен на рис. 3.

Как видно из рисунка, источниками мощности к. з. являются действующие электрические сети 110 и 220 кв, в настоящее время, к которым, в будущем, прибавится и сильно развивающаяся в Румынии сеть 400 кв.

Расположение стенда по близости ТЭЦ Бухарест Юг со многими связями создает дополнительные, достаточно гибкие возможности для использования национальной энергетической системы при осуществлении специальных испытаний (отключение холостых линий и холостых трансформаторов, отключение в режиме неудаленных к. з. и т. д.). На рисунке непрерывными линиями представлена часть стенда находящаяся



а



б

Рис. 1. — Остатки выключателя фирмы Мерлэн — Жерэн 220 подстанции 220 кв ТЭЦ Ишалница, разрушенного при синхронизации генераторов на в(в) стороне к системе в условиях сильно загрязненной окружающей атмосферы.

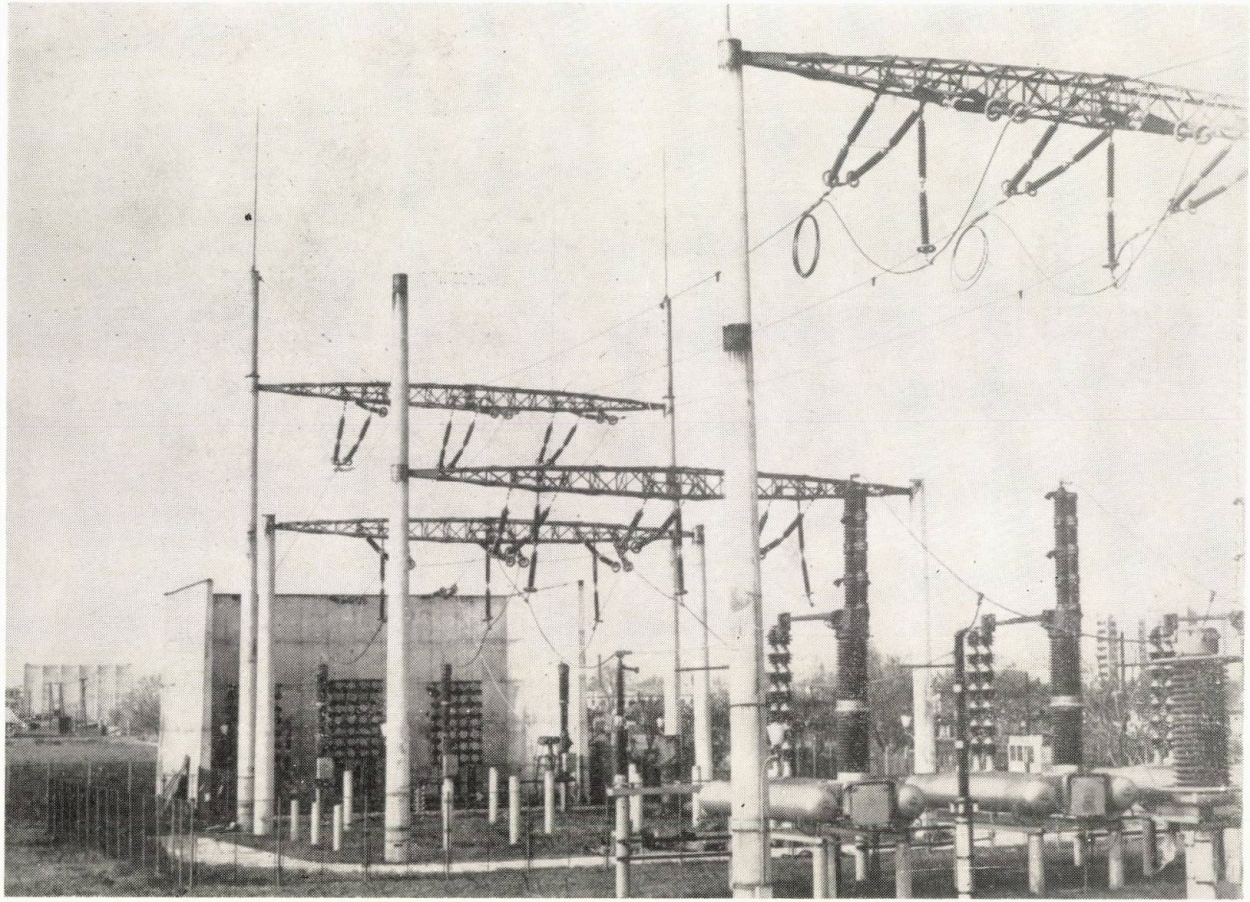


Рис. 3. — Общий вид сетевого испытательного стенда ИЧЭНЕРГ.

Таблица 1

Испытательные возможности сетевого стенда ИЧЭНЕРГ

Вид испытания \ Испытательный аппарат	Силовые тр-ры до 80 мва	Силовые тр-ы свыше 80 мва	Измерительные трансфор.	Выключатели	Разъединители	Выключатель нагрузки	Комплект РУ	Предохранители	Разрядники	Подстанцион. изоляторы	Изоляторы ЛЭП(вкл. арм)	Токопроводы	Токоогр. реакторы	Заградители	Средства Т.В.	Средства измерений
1. Терм. устройств	○	○	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙			⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙
2. Динам. устройств	⊙	○	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙			⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙
3. Включ. способность				⊙	⊙	⊙	⊙									
4. Откл. способность в режиме к. э. на клеммах				⊙		⊙	⊙	⊙	⊙							
5. Тоже, в режиме неудаленных к. з.				⊙												
6. Тоже, в режиме откл. холостых линий				⊙												
7. Тоже, в режиме откл. холостого хода тр-ов				⊙												
8. Тоже, в режиме развивающихся дефектов				⊙												
9. Тоже,в режиме опозиции фаз				⊙												
10. Дугостойкость							⊙			⊙	⊙					
11. Электрический износ изоляционных мат-ов				⊙	⊙	⊙	⊙									
12. Испытание на нагрев	○	○	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙					⊙	○	○		
13. Чувствительность и селективность защиты	⊙	⊙	⊙	⊙		⊙	⊙	⊙								
14. Механическая стойкость	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙							⊙	
15. Испытание изоляции переменным напр. до 300 кв	⊙	○	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙
16. Тоже, с импульсным напряжением до 500 кв	○	○	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙
17. Тоже с выпрямленным напряжением до 300 кв	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙	⊙

⊙ — полноценные испытания, ○ — испытания с некоторыми отклонениями от норм.

в эксплуатации с 1969 г., а прерывными линиями та часть которая находится в различных стадиях осуществления.

Регулирование тока к. з. может быть осуществлена тремя способами.

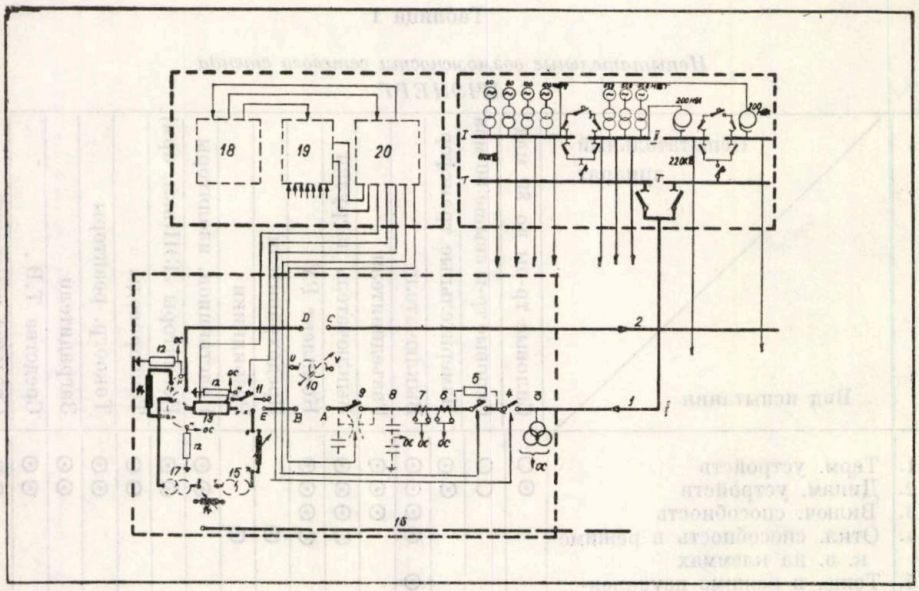


Рис. 2. Однопроводная принципиальная схема сетевого испытательного стенда ИЧЭНЕРГ : *1* — входящая ЛЭП (ЛЭП питания стенда) 220 кв, *2* — отходящая ЛЭП, 220 кв, *3* — трансформатор напряжения, *4* — разъединитель, *5* — защитный выключатель, *6*, *7* — трансформаторы тока, *8* — емкостной делитель напряжения, *9* — включающий аппарат 220 кв с триггером, *10* — трансформатор короткого замыкания, *11* — включающий аппарат 110 кв тип, *12* — измерительный шунт, *13* — испытательный аппарат, *14* — реакторы, регулирующие ток короткого замыкания, *15* — трансформатор сильных токов, *16* — трансформатор 110/220/10 кв для создания малых индуктивных токов и для питания трансформатора сильных токов, *17* — входящая ЛЭП 400 кв, *18* — независимый источник питания, *19* — измерительная (регистрирующая) и калибровочная аппаратура, *20* — прибор автоматического управления опытом с 22 каналами.

Первый способ регулирования тока к. з. основывается на выборе соответствующего режима и схемы работы системы (соответствующим включением блоков, трансформаторов и линии). Испытательные возможности стенда в настоящее время (I) и в будущем (II) представлены в таблице 2.

Второй способ регулирования тока к. з. (основой способ) основывается на последствовательном, параллельном или смешанном включении батарей модульных токоограничивающих реакторов, представленных на рис. 4. Основные характеристики реакторов, литых в эпоксидную смолу, следующие : 1° Реактивное сопротивление : 1 ом $\pm$ 10% ; 2° Ток односекундой термической утойчивости : а) эксплуатационный — 4 ка, б) аварийный — 7 ка ; 3° Ток динамической устойчивости : а) эксплуатационный — 25 ка (макс), б) аварийный — 45 ка (макс.).

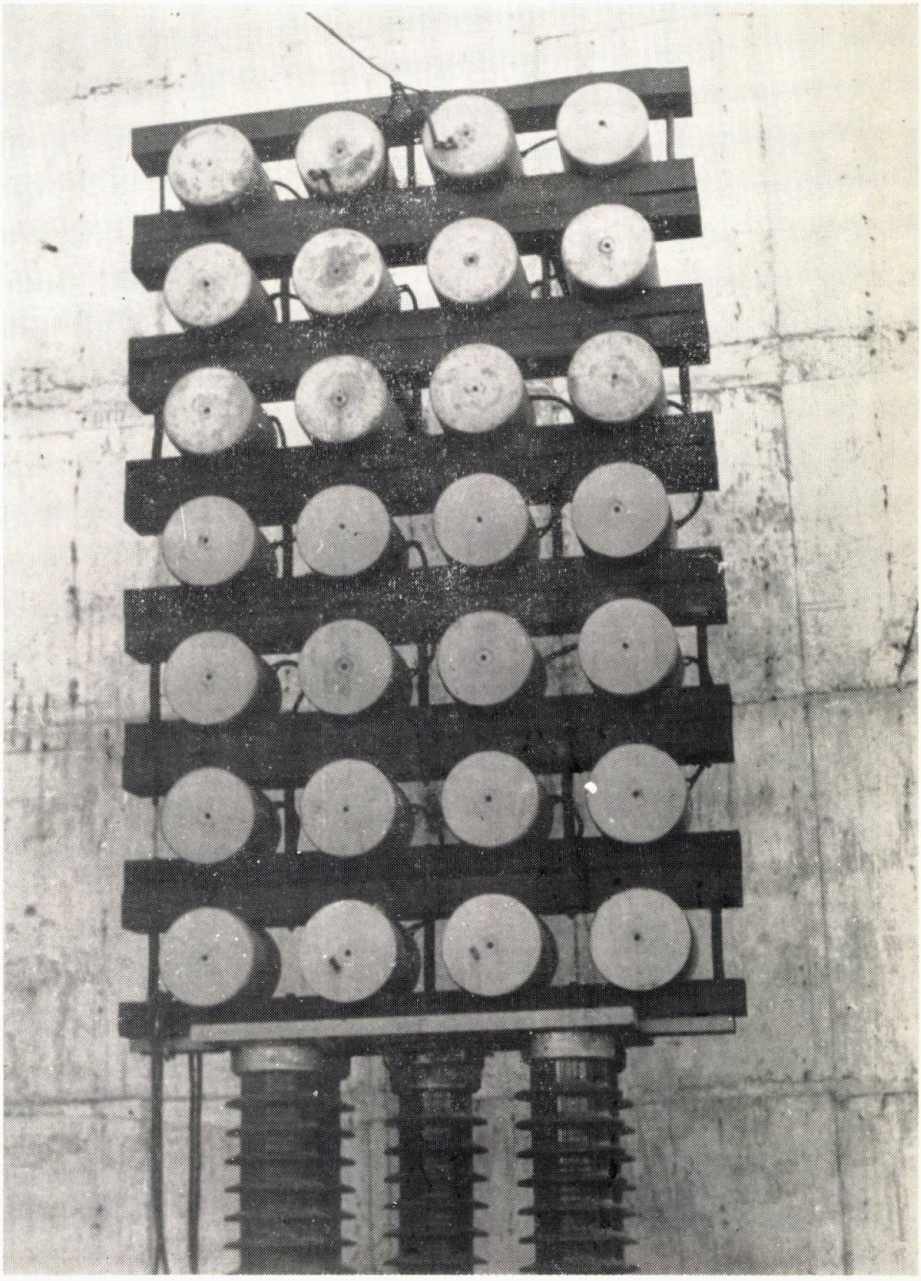


Рис. 4. — Батарея токоограничивающих реакторов модульного типа.

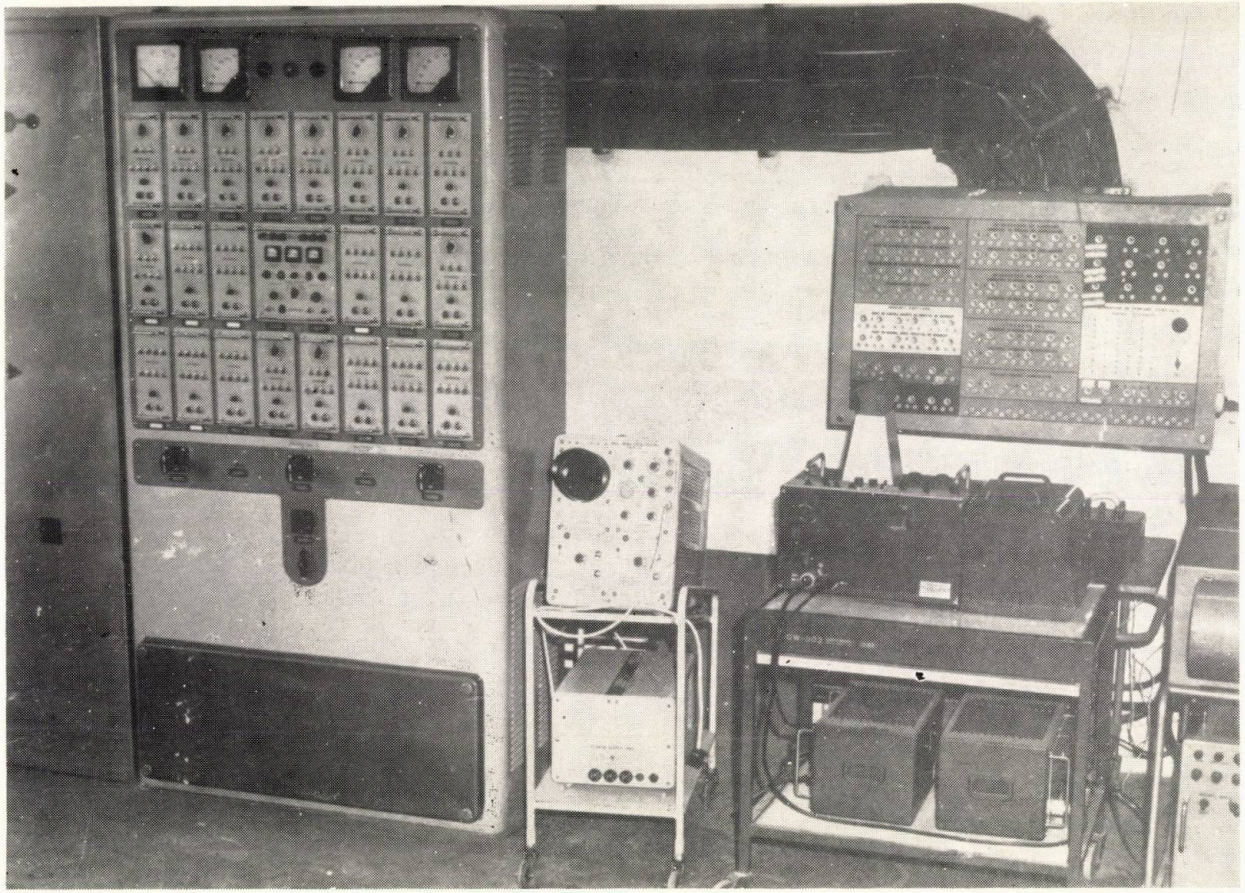


Рис. 5. — Аппаратура управления опытом и аппаратура для записи переходных процессов.

Таблица 2

Величина наибольших токов к. з. (симметричная составляющая) *на шинах испытательного стенда*

Напряжение кв	Однофазное к. з. ка		Двухфазное к. з. ка		Трехфазное к. з. ка	
	I	II	I	II	I	II
110	30	—	20(26*)	—	25	91,5
220	8	—	7(8*)	—	8,5	91,5

Примечание: Знаком *) обозначены токи двухфазных к. з. с землей.

Батарея реакторов состоит из 32 модулей на фазу, причем имеется возможность повышения числа модулей до 40 штук.

Третий способ регулирования мощности к. з. основывается на переключении обмоток специального трансформатора к. з. которым будет оборудован испытательный стенд в ближайшие годы.

Схема первичной коммутации стенда допускает включение реакторов и трансформаторов „до“ или „после“ испытуемого объекта, как бы изображая при этом слабый источник мощности или режим неудаленного к. з.

3. *Автоматическое управление опытом к. з. и аппаратура записи переходных процессов* (рис. 5).

Управление опытом к. з. на стенде ИЧЭНЕРГ осуществляется программным переключателем типа ПАУ, разработанным ВЭИ по предложению Н. М. Чернышева.

Включение и отключение элементов испытательной цепи (защитного выключателя, включающих аппаратов, испытуемого включателя) и своевременное включение приборов в измерительных и вспомогательных цепях (катодные и шлейфовные осциллографы и т. д.) производится путем посылки серии импульсов, вырабатывемых ПАУ, в строго определенной и регулируемой временной последовательности, требуемой условиями опыта, зависящей от цикла операции, от особенности испытуемого аппарата и т. д.

ПАУ имеет 22 каналов (цепей) управления и обеспечивает регулировку установок выдержки времени с точностью до 0,01 сек с разбросом, не превышающим тысячных долей секунды, при возможности получения наибольшей выдержки времени порядка 2,55 и 5,1 сек. Синхронизирующее устройство ПАУ позволяет использовать прибор также в синтетических схемах испытания для своевременного включения восстанавливающего напряжения в нуль тока и для других целей.

Запис переходных процессов осуществляется тремя осциллографами.

Сравнительно медленные процессы записываются шлейфовым осциллографом типа 12ЛС-1 из ГДР и 12-лучевым осциллографом типа 120ЭМЗ с механической разверткой.

Основные технические характеристики этих осциллографов даны в таблице 3.

Таблица 3

Технических характеристики осциллорафов типа 122ЛС-1 и 1220ЭМЗ

№№ пп	Наименование характеристик	120ЭМЗ	12ЛС-1
1.	Общее число одновременно регистрируемых напряжений и токов	12	12
2.	Диапазон регистрируемых частот, [кгц]	0...50	0...4
3.	Чувствительность :		
	а) по напряжению, [мм/в]	0,13	
	б) по току, [мм/ма]	0,5	
		50	1,2
		10	1 600
4.	Максимальная фотографическая скорость записи, [км/сек]	3	2,7
5.	Линейная скорость бумаги, [м/сек]	0,5...50	0,05...4,5
6.	Длительность отпирация лучей, [сек]	1	300

Более быстрые переходные процессы могут быть записаны трехлучевым катодным осциллографом типа ЗКО-20, разработанным также ВЭЙ.

Основные технические характеристики этого осциллографа даны в таблице 4.

Таблица 4

Технические характеристики трехлучевого осциллографа типа ЗКО-20

№№ пп	Наименование характеристики	
1.	Максимальное ускоряющее напряжение трубки, [кв]	20
2.	Чувствительность прибора при полном напряжении на трубке, [мм/в]	0,06
3.	Пределы временной развертки, [мсек/см]	0,02 ... 1 000
4.	Максимальная фотографическая скорость записи, [км/сек]	10 000
5.	Амплитуда запускающего импульса	не более 400 в
6.	Периоды колебаний временной калибровки, [μсек]	0,04 ; 0,1 ; 1 ; 10 ; 100 ; 500

4. *Заключение*

Несмотря на ряд хорошо известных трудностей осуществления сетевых испытаний (необходимость отключения или переключения питания некоторых потребителей, сокращенный объем исследований в реальных сетях по сравнению с лабораторными больших мощностей, основанных на применение ударных генераторов, ограниченные возможности варьирования токов и напряжений) проведение испытаний в выше указанных условиях может быть оправдано дешевизной испытательной установки (ССБМ стоит по крайней мере в 10 раз меньше чем соответствующая машинная лаборатория) и соблюдением, при этих испытаниях, естественных эксплуатационных условий работ электрооборудования.

Поступила 21 февраля 1972 г.

Исследовательский Институт по Электроэнергетике, Бухарест

ЛИТЕРАТУРА

1. Oliver James B., Gillum Lonnie F., *The Significance of Short Circuit Testing over Transformers.* IEEE Conf. Rec. Int. Symp. High Power Test. Portland Ove., 1971, 161-176.
2. Mathé B., *Staţia de încercări de mare putere.* St. şi cerc. în energ., *2*, 170-183 (1971).

STAŢIE DE ÎNCERCĂRI DE MARE PUTERE ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE ALIMENTATĂ DIN SISTEMUL ELECTROENERGETIC

(Rezumat)

Se descrie staţia de încercări de mare putere şi înaltă tensiune, alimentată direct din sistemul electroenergetic, în punctul CET Bucureşti sud. Se prezintă schema circuitelor primare şi caracteristicile aparatajului de comutaţie primară şi secundară. Sînt arătate posibilităţile de încercare a echipamentului electric.

1973 JUL 14

40822

F1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

TOMUL XVIII (XXII)

Fasc. 3—4

SECȚIA III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1972

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

TOMUL XVIII (XXII)

Fasc. 3–4

SECŢIA III ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1972

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof.em.dr.doc. GH. ALEXA, prof.em.ing. D. ATANASIU, prof.ing. C. CALISTRU,
prof. ing. T. GOLGOȚIU, prof. dr. doc. D. MANGERON (secretar),
conf. ing. A. MARCHIȘ, prof. dr. doc. D. RUSU,
acad. prof. dr. doc. CRISTOFOR SIMIONESCU

COMITETUL DE REDACȚIE AL SECȚIEI
III. ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ.
AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. doc. N. V. BOȚAN
Prof. dr. ing. D. BĂRBULESCU
Prof. dr. ing. L. SEBASTIAN

REDACȚIA

Prof. dr. doc. D. MANGERON (redactor responsabil)
Conf. dr. ing. HUGO ROSMAN (secretar)
Ing. ANETA BRAIER (redactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4 1972

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

Pag.

N. REZLESCU, ELENA CUCIUREANU şi EMIL LUCA, Contribuţii la studiul magnetorezistiv al feritelor Mn—Zn (franc., rez. rom.) . . . 9

HUGO ROSMAN, Conservarea puterilor aparente instantanee complexe în circuite liniare, în regim permanent sinusoidal (rom., rez. franc.) 19

SAVEL MITREA, Asupra sintezei multiplicatoarelor de frecvenţă pare, monofazate, magnetice, statice (engl., rez. rom.) 29

ILIE POPESCU şi NORBERT ZITRON, Studiul regimului permanent în circuitul dublu ferorezonant, la variaţia curentului continuu de comandă (germ., rez. rom.) 35

CAMELIA ANDRONE, Asupra amplificatoarelor magnetice cu reacţie internă (II) (rom., rez. engl.) 45

D. BĂRBULESCU şi NONEL THIRER, Posibilitate de obţinere a unui sistem trifazat simetric de tensiuni, utilizînd un circuit *RLC* serie inductiv (rom., rez. franc.) 55

M. ANTONIU, O schemă permiţînd micşorarea rezistenţei de ieşire la convertorul megohmmetrului românesc de 2 500 V (rom., rez. franc.) 67

TRAIAN BALAN şi PAUL GAVRILESCU, Posibilităţi de măsurare a inducţiilor magnetice în aer utilizînd elemente magnetorezistive comandate (rom., rez. franc.) 75

AL. VALACHI şi C. HARJA, Consideraţii asupra materializării funcţiilor logice pătratice (franc., rez. rom.) 85

IOSIF BERGMAN, Cu privire la influenţa curentului de magnetizare al transformatorului intermediar asupra parametrilor de funcţionare ai generatorului trifazat cu colector autoexcitat (germ., rez. rom.) 93

I. SUCHAR şi ADRIAN CREŢU, Un nou micromotor magnetoelectric fără colector (rom., rez. franc.) 101

Pag.

VIRGIL ALEXANDRESCU, IOSIF BERGMAN, AL. POEATĂ și GH. CÎRȚINĂ, Unele precizări privind întocmirea schemelor echivalente ale transformatoarelor de reglaj transversal (franc., rez. rom.) . . . 109

I. ȚIȚARIU, Asupra unei metode de studiu a funcționării motorului asincron la alimentarea prin impedanțe statorice nesimetrice (rom., rez. franc.) 115

N. M. USMANHODJAEV și M. Z. HAMUDHANOV (U. R. S. S.), Asupra legii de reglare prin frecvență a unui motor asincron monofazat cu condensator, care realizează invarianța supraîncărcării statice (rusă, rez. rom.) 127

CORNELIU HUȚANU, O nouă posibilitate oferită de autodină în acționările electrice cu mașini de curent continuu (rom., rez. franc.) . . 141

GR. TAȘCĂ, Asupra determinării puterii motorului electric de acționare a presei mecanice P. M. T. - 5 de balotat paie și fîn (rom., rez. engl.) 149

MIRCEA OPRIȘOR, MIRCEA DIACONESCU și VIRGIL MOGA, Reglarea în impulsuri a motorului serie de curent continuu (germ., rez. rom.) 157

D. ALEXA și V. PRISĂCARU, Acționarea unor mașini cu motoare funcționînd la putere constantă (germ., rez. rom.) 165

VIANOR BOICIU, Contribuții la studiul amplificatoarelor cu caracteristică de amplitudine comandată (franc., rez. rom.). 173

LEOPOLD SEBASTIAN și VALERIU MUNTEANU, Asupra echivalenței structurilor sistemelor automate nestaționare bazată pe o nouă interpretare a aplicării unui operator diferențial liniar pe un alt operator diferențial liniar (I) (rusă, rez. rom.) 185

I. BEJAN, GHERGHINA BALABAN și M. VOICU, Posibilități de creștere a mărimii de ieșire și a sensibilității modulatorului magnetic cu ieșire la frecvență dublă folosit ca element de măsură a fazei (franc., rez. rom.) 193

LEOPOLD SEBASTIAN, IOSIF OLÁH, CORNELIU BOȚAN și TEOHARI GANCIU, Unele aspecte privind reglarea automată a raportului vitezelor (rom., rez. rusă) 205

PAUL MATEI, Asupra unui nou traductor electronic pentru mărimi mecanice (germ., rez. rom.) 213

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tom XVIII (XXII), Fasc. 3—4 1972

Section III

ELECTROTECHNICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

Pp.

N. REZLESCU, ELENA CUCIUREANU et EMIL LUCA, Contributions à l'étude magnétorésistive des ferrites Mn—Zn, (French, Romanian summary) 9

HUGO ROSMAN, Conservation des puissances apparentes instantanées complexes dans les circuits linéaires, en régime permanent sinusoïdal (Romanian, French summary) 19

SAVEL MITREA, On the Synthesis of Single-phase Even Integer Magnetic Frequency multipliers (English, Romanian summary). 29

ILIE POPESCU und NORBERT ZITRON, Untersuchung des stationären Vorgangs im zweifachen Ferroresonanzkreis bei Steurungsstromänderung (German, Romanian summary). 35

CAMELIA ANDRONE, On the Theory of Selfsaturating Magnetic Amplifier (II) (Romanian, English summary) 45

D. BĂRBULESCU et NONEL THIRER, Sur la possibilité d'obtenir un système triphasé symétrique de tensions, en utilisant un circuit *RLC* série inductif (Romanian, French summary) 55

M. ANTONIU, Nouveau schéma permettant de diminuer la résistance de sortie au convertisseur du megohmmètre roumain de 2 500 V (Romanian, French summary) 67

TRAIAN BALAN et PAUL GAVRILESCU, Possibilités de mesure des inductions magnétiques dans l'air, en utilisant des éléments magnétorésistifs commandés (Romanian, French summary) 75

AL. VALACHI et C. HARJA, Considérations sur la matérialisation des fonctions logiques quadratiques (French, Romanian summary) . . . 85

IOSIF BERGMAN, Über den Einfluss des Magnetisierungsstromes des Zwischentransformators auf den Arbeitsparametern des selbsterregten Drehstromstromwendergenerators (German, Romanian summary) 93

Pp.

I. SUCHAR et ADRIAN CREȚU, Un nouveau micromoteur magnétoélectrique sans collecteur (Romanian, French summary) 101

VIRGIL ALEXANDRESCU, IOSIF BERGMAN, AL. POEATĂ et GH. CÎRȚINĂ, Précisions concernant l'élaboration des schémas équivalents des transformateurs de réglage transversal (French, Romanian summary) 109

I. ȚIȚARIU, Sur une méthode d'étude du fonctionnement du moteur asynchrone alimenté par impédances statoriques nonsymétriques (Romanian, French summary) 115

N. M. OUSMANKHODJAEFF et M. Z. KHAMOUDKHANOFF (U.R.S.S.), Sur la loi de réglage par fréquence d'un moteur asyncrone monophasé à condensateur, qui réalise l'invariance du surchargement statique (Russian, Romanian summary) 127

CORNELIU HUȚANU, Une nouvelle possibilité d'utilisation de l'autodyne dans la commande électrique en courant continu (Romanian, French summary) 141

GR. TAȘCĂ, Power Determination of the Electric Drive Motor of the P. M. T.-5 Hay and Straw Packing Press (Romanian, English summary) 149

MIRCEA OPRIȘOR, MIRCEA DIACONESCU und VIRGIL MOGA, Über Impulsregelung des Gleichstromreihenschlussmotors (German, Romanian summary) 157

D. ALEXA und V. PRISĂCARU, Über den Antrieb einiger Maschinen mit Elektromotoren die bei konstanter Leistung funktionieren (German, Romanian summary) 165

VIANOR BOICIU, Contribution à l'étude des amplificateurs à caractéristique d'amplitude commandée (French, Romanian summary) . . 173

LEOPOLD SEBASTIAN et VALERIU MUNTEANU, Équivalence des structures des systèmes automatiques nonstationnaires basés sur une nouvelle interprétation de l'application d'un opérateur différentiel linéaire sur un autre opérateur différentiel linéaire (I) (Russian, Romanian summary) 185

I. BEJAN, GHERGHINA BALABAN et M. VOICU, Possibilités d'augmenter la grandeur de sortie et la sensibilité du modulateur magnétique avec sortie sous fréquence double, utilisé comme élément de mesure de la phase (French, Romanian sumary) 193

LEOPOLD SEBASTIAN, IOSIF OLÁH, CORNELIU BOȚAN et TEOHARI GANCIU, Quelques aspects concernant le réglage automatique du rapport des vitesses (Romanian, Russian summary) . . 205

PAUL MATEI, Über eines neuen elektronischen Gebers für mechanische Grössen (German, Romanian summary) 213

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XVIII (XXII), вып. 1—4 1972

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Н. РЕЗЛЕСКУ, ЕЛЕНА КУЧЮРЯНУ и ЭМИЛ ЛУКА, Магниторезистивные изучение ферритов Mn—Zn (франц., рез. рум.) . .	9
ГУГО РОСМАН, Сохранение комплексных мгновенных кажующих мощностей в линейных цепях в установившемся синусоидальном режиме (рум., рез. франц.)	19
САВЕЛ МИТРЯ, К синтезу однофазных четных ферромагнитных статических умножителей частоты (англ., рез. рум.)	29
ИЛИЕ ПОПЕСКУ и НОРБЕРТ ЦИТРОН, Исследование установившегося режима в двоиной феррорезонансной цепи с изменением постоянного тока управления (нем., рез. рум.)	35
КАМЕЛЯ АНДРОНЕ, К теории магнитных усилителях с самонасыщением (II) (рум., рез. англ.)	45
Д. БЭРБУЛЕСКУ и НОНЕЛ ТИРЕР, Возможность получения симметричной трехфазной системы напряжения с использованием индуктивной последовательной *RLC* цепи (рум., рез. франц.)	55
М. АНТОНИУ, Схема позволяющая уменшение выходного сопротивления конвертора румынского мегометра 2 500 *в* (рум., рез. франц.)	67
ТРАЯН БЭЛАН и ПАУЛ ГАВРИЛЕСКУ, Способы измерения магнитных воздушных индукций используя управляющие магнитосопротивляющие элементы (рум., рез. франц.)	75
АЛ. ВАЛАКИ и К. ХАРЖА, К материализации логических квадратических функции (франц., рез. рум.)	85
ИОСИФ БЕРГМАН, О влияний намагинчивающего тока промежуточного трансформатора над рабочими параметрами трехфазного самовозбуждающего коллекторного генератора (нем., рез. рум.)	93
И. СУХАР и АДРЯН КРЕЦУ, Новый магнитоэлектрический безколлекторный микродвигатель (рум., рез. франц.)	101

Стр

ВИРДЖИЛ АЛЕКСАНДРЕСКУ, ИОСИФ БЕРГМАН, АЛ. ПОЕАТЭ и Г. КЫРЦИНЭ, К определению схемы замещения трансформаторов поперечного регулирования (франц., рез. рум.) . . 109

И. ЦИЦАРЮ, Метод исследования работы асинхронного двигателя, питаемого через несимметрические сопротивления (рум., рез. франц.) 115

Н. М. УСМАНХОДЖАЕВ и М. З. ХАМУДХАНОВ (СССР), О законе частотного управления однофазного конденсаторного асинхронного двигателя, реализующего постоянство статической перегружаемости (русск., рез. рум.) 127

КОРНЕЛЮ ХУЦАНУ, О новой возможности исспользования автодина в электроприводах с двигателями постоянного тока (рум., рез. франц.) 141

ГР. ТАШКЭ, Определение мощности двигателя для привода механического пресса П.М.Т.-5 для пакования соломы и сена (рум., рез. англ.) 149

МИРЧА ОПРИШОР, МИРЧА ДЯКОНЕСКУ и ВИРДЖИЛ МОГА, Импульсное регулирование двигателя постоянного тока последовательного возбуждения (нем., рез. рум.) 157

Д. АЛЕКСА и В. ПРИСЭКАРУ, К электроприводу некоторых оборудованиях с помощию электродвигателей работающих на постоянной мощности (нем., рез. рум.) 165

ВИЯНОР БОЙЧЮ, К изучению усилителей с заказательной амплитудной характеристики (франц., рез. рум.) 173

ЛЕОПОЛЬД СЕБАСТЯН и ВАЛЕРЮ МУНТЯНУ, Об эквивалентности структур автоматических нестационарных систем основанной на новой интерпретаций умножения двух линейных дифференциальных операторов (I) (русск., рез. рум.) 185

И. БЕЖАН, ГЕРГИНА БАЛАБАН и М. ВОИКУ, О возможности увеличения выходной величины и чувствительности магнитного модулятора с выходом на удвоенную частоту, исползованного как элемент измерения фазы (франц., рез. рум.) 193

ЛЕОПОЛЬД СЕБАСТЯН, ИОСИФ ОЛАХ, КОРНЕЛЮ БОЦАН и ТЕОХАРИ ГАНЧЮ, Некоторые вопросы в связи с автоматическим регулированием отношения скоростей (рум., рез. русск.) 205

ПАУЛ МАТЕЙ, Об одном новом электронном датчике для механических величин (нем., рез. рум.) 913

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 539.2

CONTRIBUTIONS À L'ÉTUDE MAGNÉTORÉSISTIVE DES FERRITES Mn—Zn

PAR

N. REZLESCU, ELENA CUCIUREANU et EMIL LUCA

1. Introduction

Dans la littérature on trouve un nombre assez réduit d'ouvrages concernant la magnétorésistance et la résistivité des ferrites Mn—Zn [1]...[3].

Le but de cette Note a été d'étudier la magnétorésistance et la résistivité des ferrites ayant la formule chimique générale $Mn_xZn_{1-x}Fe_2O_4$, de composition stoechiométrique, avec x compris entre 0,1 et 1. On a poursuivi la variation de la magnétorésistance et de la résistivité en fonction de la température et de la composition. Une attention spéciale a été accordée au comportement de ces paramètres dans le domaine du point de Curie, ayant en vue les différences existant à cet égard par rapport aux métaux [1], [2].

On connaît [1] que le phénomène de magnétorésistance est en général défini comme représentant la variation relative de la résistance électrique d'une substance magnétique sous l'action d'un champ magnétique extérieur

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R_H - R_0}{R_0}, \tag{1}$$

où R_0 désigne la valeur de la résistance électrique de la substance dans un champ magnétique extérieur nul et R_H la valeur de celle-ci dans le champ magnétique d'intensité H. Pour les métaux et les alliages ferromagnétiques la magnétorésistance longitudinale a la valeur double et le signe contraire par rapport à celle transversale.

Nous avons trouvé [4] que, pour les ferrites Ni—Zn, les magnétorésistances longitudinale et transversale ont le même signe, négatif, et les valeurs approximativement égales.

En ce qui concerne la résistivité, on connaît que pour les ferrites est valable la loi de variation de celle-ci en fonction de la température :

$$\rho = \rho_0 \exp\left(\frac{q}{kT}\right), \tag{2}$$

valable pour les sémiconducteurs. On a trouvé [5] que la courbe $\lg \rho\ (1/T)$ présente une inflexion dans le point de Curie ; par conséquent l'énergie d'activation du processus de conduction [6], calculée selon l'expression [7] :

$$q = 0{,}198 \times 10^{-3} \frac{\mathrm{d}(\lg \rho)}{\mathrm{d}(1/T)}, \tag{3}$$

augmente lorsqu'on passe du domaine ferromagnétique dans celui paramagnétique. Ce saut de l'énergie d'activation dans le point de Curie a été trouvé pour plusieurs ferrites, à savoir : Mn [8], [9] ; Ni—Zn [3], [4] ; Cu—Mn [10] ; Mn—Zn [1], [2].

2. Procédé expérimental

Les échantillons, sous forme de disque, ont été préparés par technologie ordinaire céramique. Le frittage a été effectué à 1 300°C pendant 4 heures. Le refroidissement a été réalisé d'une façon rapide, dans l'air. Les mesures ont montré que les échantillons obtenus ont de bons paramètres magnétiques et présentent une structure spinelle monophase.

La résistivité a été mesurée par un méthode de pont. Sur les surfaces des disques a été déposée une mince couche d'argent colloïdal. Puis les échantillons ont été soumis au traitement thermique à la température de 200°C pendant 2 heures, pour que l'adhérence de l'argent à la surface de ferrite soit bonne.

Pour les mesures de variation de la résistivité et de la magnétorésistance en fonction de la température, aux températures au-dessus de celle ordinaire, on a utilisé un fourneau électrique réalisé avec des matériaux nonmagnétiques ; pour les mesures au-dessous de la température ordinaire on a utilisé un cryostat à l'azote liquide. La température a été mesurée au moyen d'un thermocouple cuivre—constantan. La soudure du thermocouple a été maintenue toujours en contact direct avec l'échantillon.

Dans le tableau 1 on donne la notation des ferrites étudiés, leur composition chimique, la perméabilité initiale μ, le point de Curie T_C, (déterminé selon la dépendance de la perméabilité initiale en fonction de la température) et la résistivité $\rho_{300°K}$, (mesurée a la température de 300°K).

Pour éliminer l'influence de l'effet magnétocalorique exercé sur les mesures de magnétorésistance, on a utilisé le même procédé que dans l'ouvrage [2], à savoir : on a attendu quelque temps après l'application du champ magnétique ; pendant ce temps la température de l'échantillon reprit de

nouveau sa valeur initiale. Pour que le procédé soit efficace il est nécessaire de réaliser une très bonne stabilité de la température dans le point de mesure.

Tableau 1

Échantillon	Composition chimique	μ	T_C °C	$\rho_{300°K}$ Ω cm
1	$MnFe_2O_4$	160	282	$4{,}42 \times 10^4$
2	$Mn_{0,9}Zn_{0,1}Fe_2O_4$	206	251	$4{,}73 \times 10^4$
3	$Mn_{0,8}Zn_{0,2}Fe_2O_4$	292	210	$1{,}26 \times 10^4$
4	$Mn_{0,7}Zn_{0,3}Fe_2O_4$	423	173	$8{,}11 \times 10^3$
5	$Mn_{0,6}Zn_{0,4}Fe_2O_4$	597	132	$3{,}10 \times 10^3$
6	$Mn_{0,5}Zn_{0,5}Fe_2O_4$	581	80	$1{,}22 \times 10^2$
7	$Mn_{0,4}Zn_{0,6}Fe_2O_4$	167	4	$3{,}60 \times 10^3$
8	$Mn_{0,3}Zn_{0,7}Fe_2O_4$	114	− 66	$8{,}08 \times 10^3$
9	$Mn_{0,2}Zn_{0,8}Fe_2O_4$	6	− 145	$1{,}08 \times 10^4$
10	$Mn_{0,1}Zn_{0,9}Fe_2O_4$	—	—	$1{,}44 \times 10^4$

3. Résultats experimentaux et discussion

3.1. Variation de la résistivité en fonction de la composition

On connaît [7] que un ferrite mixte qui contient le ferrite de Zn a le point de Curie situé à une température d'autant plus petite et la résistivité d'autant plus faible que le ferrite de Zn se trouve en quantité plus grande dans le mélange. Ce résultat a été vérifié aussi par nous pour les ferrites du système Ni—Zn: le point de Curie diminue de + 600°C pour le ferrite de Ni jusqu'à − 53°C pour le ferrite de Ni—Zn avec 80% ZnO ; dans le même temps la résistivité diminue de $5{,}83 \times 10^6$ Ω cm jusqu'à $1{,}24 \times 10^3$ Ω cm.

Les résultats obtenus par nous pour les ferrites Mn—Zn ne vérifient pas cette règle que partiellement.

Dans la fig. 1 on représente les variations de la perméabilité initiale, du point de Curie et de la résistivité, en fonction de la composition. On observe que la perméabilité initiale augmente avec le contenu de Zn, atteint un maximum pour les échantillons ayant des quantités approchées de Mn de Zn et puis diminue; le point de Curie diminue d'une façon continuelle au fur et à mesure que le contenu de Zn augmente, dans la même manière que les ferrites Ni—Zn. Mais, en ce qui concerne la résistivité, celle-ci diminue avec l'augmentation du contenu de Zn, atteint un minimum pour l'échantillon ayant des quantités égales de Mn et Zn et puis augmente de nouveau. Cet aspect n'a pas été observé jusqu'à présent, selon notre opinion, parce que les ferrites Mn—Zn, avec une quantité de ZnO > 50%, n'ont

pas été étudiés ne présentant pas de l'intérêt du point de vue pratique, compte tenu des faibles valeurs de la perméabilité et des points de Curie situés au-dessous de la température ambiante. Le maximum de la perméabilité des ferrites ayant des proportions approchées de Zn et de Mn on peut l'expliquer aisément. On connaît [7] que l'aimantation d'un ferrite mixte qui contient des ions nonmagnétiques dans les sites tétraédriques croît d'une façon linéaire avec l'augmentation de la quantité des ions nonmagnétiques, mais seulement pour des quantités faibles, puis elle diminue, le ferrite paramagnétique $ZnFe_2O_4$ imprimant son caractère sur l'aimantation.

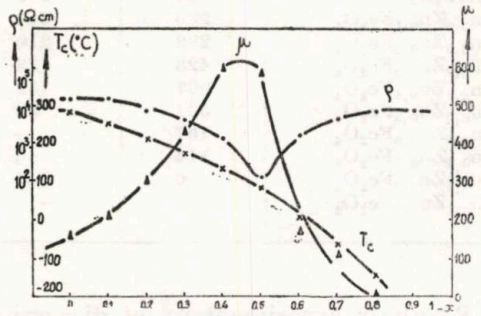


Fig. 1

On essayera ci-dessous de fournir une explication de l'anomalie quant à la variation de la résistivité des ferrites Mn—Zn en fonction de la composition. La conductibilité des ferrites est expliquée par le mécanisme proposé par V e r w e y [6] : l'échange d'électrons entre les ions du même métal mais avec des valences différentes, placés dans les positions cristallographiques équivalentes (en particulier l'échange $Fe^{2+} \rightleftarrows Fe^{3+}$). Le ferrite de Mn est un spinel a peu près „normal", approximativement 80% ions Mn^{2+} se plaçant sur les sites tétraédriques, le reste étant occupé par des ions Fe^{3+} [12] :

$$Mn^{2+}_{0,8}\, Fe^{3+}_{0,2}\, [Fe^{2+}_{0,2}\, Fe^{3+}_{1,6}\, Mn^{3+}_{0,2}\,]O_4.$$

Cette formule est valable seulement pour la composition stoechiométrique. Les analyses chimiques ont indiqué pour le ferrite de Mn étudié un écart de la composition stoechiométrique ($\gamma \approx 0{,}0101$). Mais, une valeur positive de celle-ci indique une quantité de ions Mn^{3+} plus grande que celle des ions Fe^{2+} dans les sites octaédriques [12]. Par suite, on propose la formule suivante de distribution cationique pour le ferrite de manganèse avec $\gamma \approx 0{,}0101$:

$$Mn^{2+}_{0,8}\, Fe^{3+}_{0,2}\, [Mn^{3+}_{0,2}\, Fe^{2+}_{0,18}\, Fe^{3+}_{1,62}]\, O_{4+0,0101}.$$

La résistivité relative grande de ce ferrite s'explique par le fait que la quantité de ions Fe^{2+} est faible.

Le Zn est introduit, naturellement, au lieu du Mn. On présume que par cette substitution sont affectés surtout les ions Mn^{2+} sur les sites tétraédriques, ayant en vue notamment que les ions Zn^{2+} doivent se placer seulement sur ces positions. La quantité de ions Fe^{2+} situés sur les positions octaédriques augmente par suite de processus de l'évaporation du Zn à la surface du ferrite [7]. Cette augmentation de la quantité des ions Fe^{2+} a été constatée aussi par la diminution de γ. La plus petite valeur de γ a été obtenue pour $x = 0{,}5$ ($\gamma \approx -0{,}0052$). Mais une valeur négative de γ implique un nombre de ions Fe^{2+} plus grand que celui de ions Mn^{3+} sur les sites octaédriques [12]. Puisque la résistivité est diminuée avec deux ordres de grandeurs par rapport à la résistivité du ferrite de Mn on suppose que sur les sites octaédriques on trouve maintenant un nombre plus élevé de ions Mn^{3+} que celui donné par la formule ci-dessus (les ions qui sont liés par la présence sur ces positions des ions Fe^{2+} [12]) :

$$Mn^{2+}_{0,2}\, Zn^{2+}_{0,5}\, Fe^{3+}_{0,3}\, [Mn^{3+}_{0,3}\, Fe^{2+}_{0,31}\, Fe^{3+}_{1,39}]\, O_{4-0,0052}.$$

Puisque la quantité de ions Fe^{2+} est grande, l'échange électronique est intense, tandis que la résistivité est faible (de l'ordre $10^2\ \Omega$ cm).

En continuant l'introduction des ions Zn^{2+} le nombre de ions Mn^{3+} situés dans les sites octaédriques et, par suite, le nombre de ions Fe^{2+} sur ces sites diminue en s'approchant de plus en plus du ferrite de Zn qui a une distribution „normale". L'échange électronique $Fe^{2+} \rightleftarrows Fe^{3+}$ est moins intense et par conséquent la résistivité augmente.

3.2. Variation de la résistivité en fonction de la température

Les mesures effectuées ont montré que la résistivité de tous les ferrites Mn—Zn étudiés diminue au fur et à mesure que la température augmente, selon la loi bien connue des semiconducteurs (2).

L'énergie d'activation q, calculée selon la formule (3), est d'autant plus grande que la résistivité est plus grande. Elle varie entre 0,342 eV (échantillon *1*) et 0,142 eV (échantillon *6*).

Pour la majorité des échantillons (avec l'exception des échantillons *8* et *9*) la pente de la courbe lg $\rho(1/T)$ se modifie au passage par le point de Curie, en sens de l'augmentation de l'énergie d'activation. On représente dans les fig. 2 et 3 les courbes lg ρ $(1/T)$ dans le domaine du point de Curie, pour tous les échantillons étudiés. On observe que le point d'inflexion des courbes corresponde, dans les limites des erreurs de mesure, avec le point de Curie. Dans le tableau 2 on donne, pour quelques ferrites étudiés, les valeurs du point de Curie, (T_C), du point d'inflexion des courbes lg $\rho(1/T)$, (T_C'), les énergies d'activation dans les domaines ferromagnétique (q_f) et paramagnétique (q_p) du saut d'énergie d'activation dans le point de Curie $(\Delta q = q_p - q_f)$, de même que les valeurs $q_t = kT_C$ et $1{,}3\, kT_C$.

Tableau 2

Echann-tillon	T_C °C	T'_C °C	q_f eV	q_p eV	$\Delta q = q_p - q_f$ eV	q_i eV	$1{,}3\,kT_C$ eV
1	282	282	0,342	0,405	0,063	0,048	0,062
2	251	253	0,338	0,395	0,057	0,045	0,058
3	210	207	0,273	0,327	0,054	0,041	0,053
4	173	171	0,238	0,286	0,048	0,038	0,049
5	132	135	0,198	0,245	0,047	0,035	0,045
6	80	81	0,142	0,180	0,038	0,030	0,039
7	4	4	0,215	0,249	0,034	0,024	0,031

On observe que l'augmentation de l'énergie d'activation au passage par le point de Curie est d'autant plus grande que celui-ci se trouve à une température plus élevée. Compte tenu de la supposition que l'anomalie de la résistivité dans le point de Curie est déterminée par la modification de l'ordre ferrimagnétique dans ce point, on a trouvé la relation suivante entre le saut de l'énergie d'activation Δq et l'énergie d'interaction d'échange dans le point de Curie ($q_i = kT_C$) :

(3) $$\Delta q = 1{,}3\,kT_C.$$

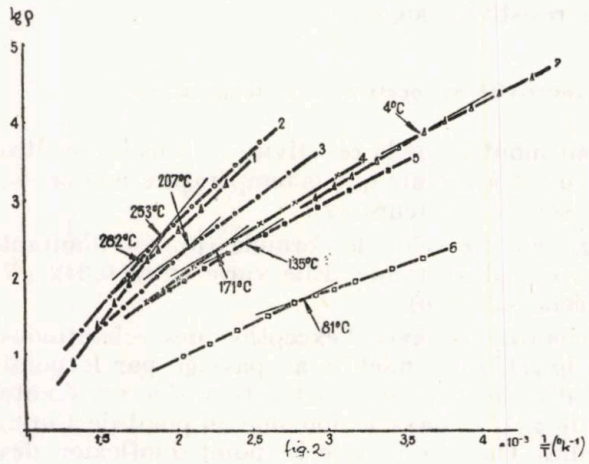


Fig. 2

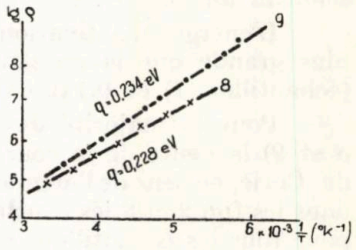


Fig. 3

Cette relation est vérifiée par les résultats obtenus aussi pour autres ferrites du type spinelle [13], ainsi que par ceux obtenus par Rosemberg [9] pour les monocristaux de $MnFe_2O_4$.

3.3. Magnétorésistance des ferrites Mn—Zn

Par opposition aux ferrites Ni—Zn, où la dépendance de la magnétorésistance en fonction de la température a un caractère compliqué [11], aux ferrites Mn—Zn cette dépendance est beaucoup plus simple. Dans la fig. 4 on représente la magnétorésistance des ferrites Mn—Zn, mesurée à la température ambiante dans un champ magnétique d'intensité 4 864 Oe, en fonction de la composition. On observe que la magnétorésistance atteint la valeur maximum pour le ferrite de Mn, puis celle-ci diminue au fur et à mesure que la proportion de Zn augmente.

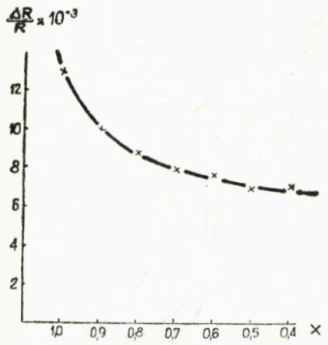


Fig. 4

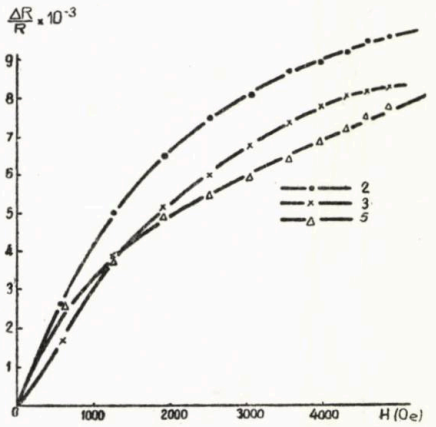


Fig. 5

En ce qui concerne la dépendance de la magnétorésistance en fonction de l'intensité du champ magnétique appliqué, celle-ci à la même forme pour toute la série des ferrites Mn—Zn étudiée par nous. Cette dépendance est analogue à celle obtenue par nous aussi pour d'autres ferrites spinelles [2], [4], [11], [14], à savoir, une dépendance, en première approximation, linéaire entre $\Delta R/R$ et H, avec une faible tendance vers saturation pour les intensités plus grandes du champ magnétique. Dans la fig. 5 on représente cette dépendance pour les échantillons *2*, *3* et *5*.

Un problème plus compliqué s'avère celui de la dépendance de la magnétorésistance en fonction de la température. On a montré [15] que la loi de dépendance de la magnétorésistance des ferrites en fonction de la température doit mettre en évidence un maximum dans le domaine du point de Curie, semblable à celui qui apparaît dans le cas des métaux et des alliages ferromagnétiques. Mais, dans une Note précédente [16], on a constaté que pour quelques ferrites du type spinelle, de composition stoechiométrique, cette observation n'est pas valable : la magnétorésistance

diminue au fur et à mesure que la température augmente sans observer aucune anomalie dans le point de Curie.

Pour les ferrites Mn—Zn, de composition stoechiométrique, étudiés dans le présent ouvrage, les choses sont peu différentes. Pour les échantillons *1*, *2* et *3* (fig. 6) la magnétorésistance diminue rapidement avec

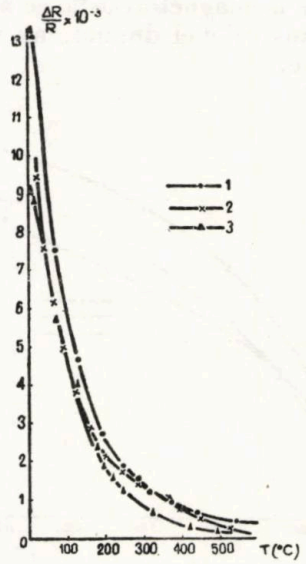


Fig. 6

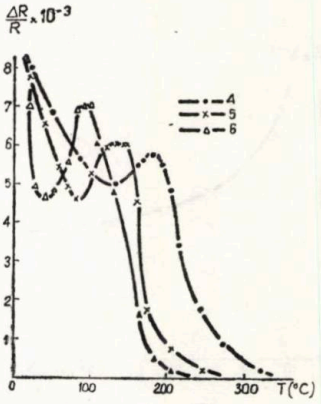


Fig. 7

l'augmentation de la température sans aucune discontinuité dans le point de Curie. Mais, pour les échantillons *4*, *5* et *6* apparaît un maximum de la magnétorésistance, un peu déplacé vers les températures plus élevées par rapport au point de Curie (fig. 7). Ce maximum est plus prononcé à l'échantillon *6*, qui présente aussi la perméabilité initiale la plus grande (fig. 1). Étant donné que l'on a observé la même conduite pour les ferrites Ni—Zn [11], on peut conclure qu'il y a un maximum de la magnétorésistance dans le point de Curie seulement dans le cas de ferrites qui ont une grande perméabilité initiale, c'est-à-dire pour ceux où l'ordre ferrimagnétique est plus prononcé.

Reçue le 26 fevrier 1972

Académie de la République Socialiste de Roumanie,
Centre de recherches physiques,
Jassy

BIBLIOGRAPHIE

1. Zaveta K., Czech. J. Phys., **11**, 376, 424 (1961).
2. Petrescu V., Rezlescu N., Maxim Gh., Bul. Inst. polit. Iaşi, **11 (15)**, *1—2*, 209 (1965); Rev. Roum. Phys. **11**, 697 (1966).
3. Сучиков А. И., Селепугин Ю. К., Изв. ВУЗ, Физика, **4**, 151 (1967).
4. Petrescu V., Rezlescu N., Cuciureanu E., Bul. Inst. polit. Iaşi, **13 (18)**, *1—2*, 179 (1967).
5. Комар А. П., Клюшин В. В., ИАН СССР, сер. физ., **18**, 400 (1954).
6. Verwey E. J. W., de Boer J. H., Rec. Trav. Chim. Pays Bas, **55**, 531 (1936).
7. Smit J., Wijn H. P. J., *Les Ferrites*. Bibl. Techn. Philips, Dunod, Paris, 1961.
8. Белов К. П., Талалаева Е. В., ЖЕТФ, **33**, 1517 (1957).
9. Rosemberg M., Nicolau P., Bunget I., Physica Status Solidi, **4**, 125 (1964).
10. Rosemberg M., Nicolau P., Bunget I., Physica Status Solidi, **15**, 521 (1966).
11. Rezlescu N., Cuciureanu E., Petrescu V., Rev. Roum. Phys., **14**, 1071 (1969).
12. Broz J., Krupicka S., Zaveta K., Czech. J. Phys., **9**, 324 (1959).
13. Rezlescu N., Petrescu V., Rev. Roum. Phys., **13**, 379 (1968).
14. Rezlescu N., Petrescu V., C. r. Ac. Sci., Paris, **268**, 136 (1969).
15. Белов К. П., Пахомов А. С., Талалаева Е. В., ФТТ, **3**, 436 (1961).
16. Rezlescu N., Petrescu V., C. r. Ac. Sci., Paris, **266**, 480 (1968).

CONTRIBUŢII LA STUDIUL MAGNETOREZISTIV AL FERITELOR Mn—Zn

(Rezumat)

Se prezintă rezultatele unui studiu al rezistivităţii şi magnetorezistenţei feritelor de formulă chimică generală $Mn_xZn_{1-x}Fe_2O_4$, cu x cuprins între 0,1 şi 1. S-a cercetat variaţia magnetorezistenţei şi rezistivităţii acestor ferite în funcţie de compoziţie şi temperatură.

S-a găsit că rezistivitatea feritelor Mn—Zn scade mai întîi cu creşterea conţinutului de Zn, prezintă un minim pentru $x = 0{,}5$ şi apoi se măreşte. În ceea ce priveşte variaţia rezistivităţii funcţie de temperatură, s-a găsit că dreptele $\lg \rho\ (1/T)$ prezintă o creştere a pantei în punctul Curie, care indică o creştere a energiei de activare. S-a stabilit o relaţie între saltul energiei de activare în punctul Curie şi energia interacţiunii de schimb în acest punct.

Magnetorezistenţa scade cu creşterea conţinutului de Zn în ferita mixtă. De asemenea ea scade cu creşterea temperaturii, probele de permeabilitate ridicată prezentînd o anomalie a acestei scăderi în punctul Curie.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 538.551.4 ; 512.975

CONSERVAREA PUTERILOR APARENTE INSTANTANEE COMPLEXE ÎN CIRCUITE LINIARE, ÎN REGIM PERMANENT SINUSOIDAL

DE

HUGO ROSMAN

1. Introducere

Este binecunoscut faptul că în modul clasic de definire a puterilor active şi reactive, în circuitele liniare funcţionînd în regim permanent sinusoidal, se pun în evidenţă, cel puţin din punct de vedere formal, deosebiri esenţiale. Astfel, în timp ce puterea activă este definită drept valoare medie a unei mărimi periodice, puterea reactivă reprezintă amplitudinea unei alte mărimi periodice avînd valoarea medie nulă.

Pentru depăşirea acestei dificultăţi V. N. Nedelcu (de ex. [1]) propune introducerea unei mărimi noi, pe care o denumeşte *putere aparentă instantanee complexă* În acest scop se consideră un dipol liniar, pasiv sau activ, avînd tensiunea la borne

$$u_b = \sqrt{2}U_b \cos(\omega t + \psi_{u_b}) \tag{1}$$

şi curentul în una din bornele de acces :

$$i = \sqrt{2}\, I \cos(\omega t + \psi_i). \tag{2}$$

Acestor semnale li se pot ataşa fie valorile instantanee complexe :

$$\underline{u}_b = \sqrt{2}U_b e^{j(\omega t + \psi_{u_b})}, \qquad \underline{i} = \sqrt{2}Ie^{j(\omega t + \psi_i)}, \tag{3}$$

fie valorile efective complexe :

$$\underline{U}_b = U_b e^{j\psi_{u_b}}, \qquad \underline{I} = Ie^{j\psi_i}. \tag{4}$$

Puterii instantanee schimbată de dipol cu exteriorul, pe la bornele de acces :

$$p = u_b i = U_b I \cos\varphi + U_b I \cos(2\omega t + \psi_{u_b} + \psi_i), \qquad (\varphi = \psi_{u_b} - \psi_i), \tag{5}$$

periodică dar nesinusoidală, i se poate ataşa puterea aparentă instantanee complexă :

$$\underline{s} = \frac{1}{2}\underline{u}_b(\underline{i} + \underline{i}^*) = \underline{U}_b\underline{I}^* + \underline{U}_b\underline{I}e^{j2\omega t} = s(t)e^{j\sigma(t)}, \tag{6}$$

astfel încît :

$$p = \mathcal{R}e(\underline{s}). \tag{7}$$

În terminologia folosită de N. V. N e d e l c u puterea instantanee p, parte reală a puterii aparente instantanee complexe, poartă denumirea de *putere activă instantanee.* În aceste condiții partea imaginară a puterii aparente instantanee complexe :

$$q = -\frac{j}{2}(\underline{s} - \underline{s}^*) = \mathcal{J}m(\underline{s}) = U_b I \sin\varphi + U_b I \sin(2\omega t + \psi_u + \psi_i), \tag{8}$$

poate fi considerată ca o *putere reactivă instantanee.*

Puterea aparentă complexă rezultă drept valoare medie a puterii aparente instantanee complexe :

$$\underline{S} = <\underline{s}> = \frac{1}{2}\underline{u}_b\underline{i}^* = \underline{U}_b\underline{I}^* = P + jQ = U_b I e^{j\varphi}, \tag{9}$$

unde puterea activă P și puterea reactivă Q se definesc, la rîndul lor, ca valori medii ale puterii active instantanee :

$$P = <p> = U_b I \cos\varphi, \tag{10}$$

respectiv puterii reactive instantanee :

$$Q = <q> = U_b I \sin\varphi, \tag{11}$$

operația de mediere fiind simbolizată prin $<\ldots>$.

Din (6) și (9) rezultă :

$$\underline{s} = \underline{S} + \underline{s}_2, \tag{12}$$

cu

$$\underline{s}_2 = \frac{1}{2}\underline{u}_b\underline{i} = \underline{U}_b\underline{I}e^{j2\omega t} = p_2 + jq_2 = \underline{S}_2 e^{j2\omega t} = \tag{13}$$

$$= U_b I \cos(2\omega t + \psi_u + \psi_i) + jU_b I \sin(2\omega t + \psi_u + \psi_i)$$

și

$$\underline{S}_2 = \underline{U}_b\underline{I}. \tag{14}$$

Aici $\underline{s}_2$ reprezintă *puterea aparentă instantanee fluctuantă complexă* iar componentele sale p_2, q_2 — *puterea activă* respectiv *reactivă instantanee fluctuantă.*

Ataşînd mărimii periodice nesinusoidale p valoarea intantanee complexă $\underline{s}$ se conferă un caracter unitar modului de definire a puterii active și reactive, ca valori medii ale unor puteri instantanee.

Scopul celor ce urmează este de a stabili, în circuite liniare funcționînd în regim permanent sinusoidal, relații de conservare pentru puterile aparente instantanee complexe, în principal, cît și pentru puterile active și reactive instantanee, puterile instantanee fluctuante complexe, precum și pentru puterile active și reactive instantanee fluctuante, în subsidiar.

Relații de conservare ale unor astfel de puteri în cîmpuri electromagnetice au fost stabilite în lucrarea [2].

2. Relații de conservare ale puterilor aparente instantanee complexe

Se consideră un circuit neizolat constituit exclusiv din elemente dipolare, ale cărui ramuri nu sînt cuplate magnetic cu exteriorul (fig. 1). Fie n numărul de noduri ((0), (1),..., $(n-1)$), (0) fiind nod de referință.

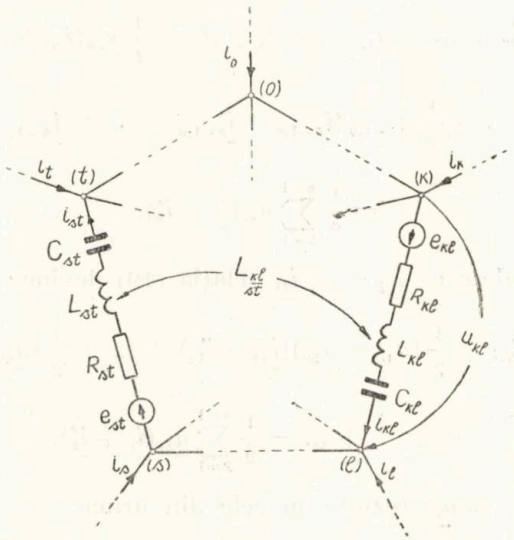


Fig. 1

Deoarece puterea (activă) instantanee schimbată de circuit cu exteriorul, pe la borne, este [3]:

$$p_b = \sum_{k=1}^{n-1} u_{k0}\, i_k, \tag{15}$$

rezultă că puterea aparentă instantaneee complexă atașată acesteia va fi:

$$\underline{s}_b = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{n-1} u_{k0}(\underline{i}_k + \underline{i}_k^*). \tag{16}$$

Pentru a putea obține relația de conservare a puterilor aparente instantanee complexe se aplică tuturor nodurilor, cu excepția celui de referință, teorema de curenți a lui Kirchhoff:

$$(17) \qquad \underline{i}_{k0} + \underline{i}_{k1} + \ldots + \underline{i}_{k,\,n-1} = \underline{i}_{k}, \qquad (k = 1,\ 2,\ldots,\ n-1).$$

Fiecare din aceste relații se adună cu conjugata sa, se amplifică cu tensiunea nodală $\underline{u}_{k0}$ și expresiile astfel obținute se sumează pentru toate nodurile independente :

$$(18)\ \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n-1}\underline{u}_{k0}(\underline{i}_{k0} + \underline{i}^{*}_{k0} + \underline{i}_{k1} + \underline{i}^{*}_{k1} + \ldots + \underline{i}_{k,\,n-1} + \underline{i}^{*}_{k,\,n-1}) = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n-1}\underline{u}_{k0}(\underline{i}_{k} + \underline{i}^{*}_{k}).$$

În detaliu, această relație se poate scrie sub forma :

$$\frac{1}{2}\underline{u}_{10}(\underline{i}_{10} + \underline{i}^{*}_{10} + \ldots + \underline{i}_{1,\,n-1} + \underline{i}^{*}_{1,\,n-1}) + \frac{1}{2}\underline{u}_{20}(\underline{i}_{20} + \underline{i}^{*}_{20} + \ldots + \underline{i}_{2,\,n-1} +$$

$$(19)\quad + \underline{i}^{*}_{2,\,n-1}) + \ldots + \frac{1}{2}\underline{u}_{n-1,0}(\underline{i}_{n-1,0} + \underline{i}^{*}_{n-1,0} + \ldots + \underline{i}_{n-1,\,n-2} + \underline{i}^{*}_{n-1,\,n-2}) =$$

$$= \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n-1}\underline{u}_{k0}(\underline{i}_{k} + \underline{i}^{*}_{k}).$$

Dacă se are in vedere că $\underline{i}_{kl} = -\underline{i}_{lk}$ relația (19) devine :

$$\frac{1}{2}\underline{u}_{10}(\underline{i}_{10} + \underline{i}^{*}_{10}) + \frac{1}{2}(\underline{u}_{10} - \underline{u}_{20})(\underline{i}_{12} + \underline{i}^{*}_{12}) + \ldots + \frac{1}{2}(\underline{u}_{k0} - \underline{u}_{l0})(\underline{i}_{kl} + \underline{i}^{*}_{kl}) +$$

$$(20)\qquad + \ldots = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n-1}\underline{u}_{k0}(\underline{i}_{k} + \underline{i}^{*}_{k}).$$

Deoarece $\underline{u}_{k0} - \underline{u}_{l0} = \underline{u}_{kl}$ rezultă în cele din urmă :

$$(21) \qquad \frac{1}{4}\sum_{k=0}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}\underline{u}_{kl}(\underline{i}_{kl} + \underline{i}^{*}_{kl}) = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n-1}\underline{u}_{k0}(\underline{i}_{k} + \underline{i}^{*}_{k}) = \underline{s}_{b},$$

unde s-a ținut seama de (16).

Relația (21) pune în evidență conservarea puterilor aparente instantanee complexe în circuite neizolate liniare, în regim permanent sinusoidal.

Aplicînd ramurii incidente nodurilor (k), (l) legea lui Ohm generalizată :

$$(22) \qquad \underline{e}_{kl} + \underline{u}_{kl} = \underline{Z}_{kl}\underline{i}_{kl} + \sum_{\substack{s=0 \\ s<t}}^{n-1}\sum_{t=0}^{n-1}\underline{Z}_{\underline{kl}}\underline{i}_{\underline{sl}},$$

cu

$$(23)\quad \underline{Z}_{kl} = R_{kl} + \mathrm{j}X_{kl} = R_{kl} + \mathrm{j}\left(\omega L_{kl} - \frac{1}{\omega C_{kl}}\right), \quad \underline{Z}_{\underline{kl}} = \mathrm{j}\underline{X}_{\underline{kl}} = \mathrm{j}\omega\underline{L}_{\underline{kl}},$$

relația de conservare (21) devine :

$$\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n-1}\underline{u}_{k0}(\underline{i}_k+\underline{i}_k^*)+\frac{1}{4}\sum_{k=0}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}\underline{e}_{kl}(\underline{i}_{kl}+\underline{i}_{kl}^*)=$$

$$(24)\qquad =\frac{1}{4}\sum_{k=0}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}\underline{Z}_{kl}(\underline{i}_{kl}^2+2I_{kl}^2)+\frac{1}{4}\sum_{\substack{k=0\\k<l}}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}\sum_{\substack{s=0\\s<t}}^{n-1}\sum_{t=0}^{n-1}\underline{Z}_{\substack{kl\\st}}(\underline{i}_{kl}+\underline{i}_{kl}^*)\underline{i}_{st}\,.$$

Dacă se are în vedere că :

$$(25)\qquad \underline{i}_{kl}=\sqrt{2}\,I_{kl}e^{j(\omega t+\psi_{i_{kl}})},\qquad \underline{i}_{st}=\sqrt{2}I_{st}e^{j(\omega t+\psi_{i_{st}})}$$

și se ține seama că $\underline{Z}_{\substack{kl\\st}}=\underline{Z}_{\substack{st\\kl}}$, rezultă că :

$$(26)\qquad \underline{Z}_{\substack{kl\\st}}\underline{i}_{kl}^*\underline{i}_{st}=\frac{1}{2}\underline{Z}_{\substack{kl\\st}}(\underline{i}_{kl}^*\underline{i}_{st}+\underline{i}_{kl}\underline{i}_{st}^*)=\underline{Z}_{\substack{kl\\st}}I_{kl}I_{st}\cos(\psi_{i_{kl}}-\psi_{i_{st}}).$$

În aceste condiții relația (24) devine :

$$\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n-1}\underline{u}_{k0}(\underline{i}_k+\underline{i}_k^*)+\frac{1}{4}\sum_{k=0}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}\underline{e}_{kl}(\underline{i}_{kl}+\underline{i}_{kl}^*)=$$

$$=\frac{1}{2}\sum_{k=0}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}R_{kl}I_{kl}^2[1+\cos 2(\omega t+\psi_{i_{kl}})]-$$

$$(27)\qquad -\frac{1}{2}\sum_{\substack{k=0\\k<l}}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}\sum_{\substack{s=0\\s<t}}^{n-1}\sum_{t=0}^{n-1}X_{\substack{kl\\st}}I_{kl}I_{st}\sin(2\omega t+\psi_{i_{kl}}+\psi_{i_{st}})+$$

$$+j\left\{\frac{1}{2}\sum_{k=0}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}X_{kl}I_{kl}^2[1+\sin 2(\omega t+\psi_{i_{kl}})]+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{2}\sum_{\substack{k=0\\k<l}}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}\sum_{\substack{s=0\\s<t}}^{n-1}\sum_{t=0}^{n-1}X_{\substack{kl\\st}}I_{kl}I_{st}[\cos(\psi_{i_{kl}}-\psi_{i_{st}})+\cos(2\omega t+\psi_{i_{kl}}+\psi_{i_{st}})]\right\}.$$

Se introduc notațiile :

$$\frac{1}{4}\sum_{k=0}^{n=1}\sum_{l=0}^{n-1}\underline{e}_{kl}(\underline{i}_{kl}+\underline{i}_{kl}^*)=\underline{s}_g,\qquad \frac{1}{2}\sum_{k=0}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}R_{kl}I_{kl}^2[1+\cos 2(\omega t+\psi_{i_{kl}})]-$$

$$-\frac{1}{2}\sum_{\substack{k=0\\k<l}}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}\sum_{\substack{s=0\\s<t}}^{n-1}\sum_{t=0}^{n-1}X_{\substack{kl\\st}}I_{kl}I_{st}\sin(2\omega t+\psi_{i_{kl}}+\psi_{i_{st}})=p,$$

$$(28)\qquad \frac{1}{2}\sum_{k=0}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}X_{kl}I_{kl}^2[1+\sin 2(\omega t+\psi_{i_{kl}})]+$$

$$+\frac{1}{2}\sum_{\substack{k=0\\k<l}}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}\sum_{\substack{s=0\\s<t}}^{n-1}\sum_{t=0}^{n-1}X_{\substack{kl\\st}}I_{kl}I_{st}[\cos(\psi_{i_{kl}}-\psi_{i_{st}})+\cos(2\omega t+\psi_{i_{kl}}+\psi_{i_{st}})]=q,$$

unde $\underline{s}_g$ reprezintă puterea aparentă instantanee complexă la bornele generatoarelor, p — puterea activă instantanee iar q — puterea reactivă instantanee. Ținînd seama în plus de (16) relația (27) poate fi scrisă sub forma compactă :

$$\underline{s}_b + \underline{s}_g = p + \mathrm{j}q. \tag{29}$$

Expresia (29) constituie un alt mod (v. (21)) de a pune în evidență conservarea puterilor aparente instantanee complexe în circuite neizolate liniare, lipsite de cuplaje magnetice cu exteriorul, în regim permanent sinusoidal.

4. Relații de conservare ale puterilor active și reactive instantanee

Se are în vedere că :

$$\underline{s}_b = p_b + \mathrm{j}q_b, \qquad \underline{s}_g = p_g + \mathrm{j}q_g, \tag{30}$$

încît prin egalarea părților reale și imaginare din (29) se obține :

$$p_b + p_g = p, \tag{31}$$

respectiv

$$q_b + q_g = q. \tag{32}$$

Dacă relația (31) pune în evidență conservarea puterilor active instantanee semnalată în literatură (de ex. [2]), relația (32) stabilește conservarea puterilor reactive instantanee.

Ținînd seama că :

$$\underline{e}_{kl} = \sqrt{2}E_{kl}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t+\psi_{e_{kl}})}, \qquad \underline{u}_{k0} = \sqrt{2}U_{k0}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t+\psi_{u_{k0}})}, \qquad \underline{i}_k = \sqrt{2}I_k\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t+\psi_{i_k})}, \tag{33}$$

relațiile de conservare (31), (32) pot fi scrise și sub formele echivalente

$$\begin{aligned}
&\sum_{k=1}^{n-1} U_{k0}I_k[\cos(\psi_{u_{k0}} - \psi_{i_k}) + \cos(2\omega t + \psi_{u_{k0}} + \psi_{i_k})] + \\
&+ \frac{1}{2}\sum_{k=0}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1} E_{kl}I_{kl}[\cos(\psi_{e_{kl}} - \psi_{i_{kl}}) + \cos(2\omega t + \psi_{e_{kl}} + \psi_{i_{kl}})] = \\
&= \frac{1}{2}\sum_{k=0}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1} R_{kl}I_{kl}^2[1 + \cos 2(\omega t + \psi_{i_{kl}})] - \\
&- \frac{1}{2}\sum_{\substack{k=0\\k<l}}^{n-1}\sum_{l=0}^{n-1}\sum_{\substack{s=0\\s<t}}^{n-1}\sum_{t=0}^{n-1} X_{\underline{kl}}^{\underline{st}} I_{kl}I_{st}\sin(2\omega t + \psi_{i_{kl}} + \psi_{i_{st}}),
\end{aligned} \tag{34}$$

respectiv

$$\sum_{k=1}^{n-1} U_{k0} I_k [\sin(\psi_{u_{k0}} - \psi_{i_k}) + \sin(2\omega t + \psi_{u_{k0}} + \psi_{i_k})] +$$

$$+ \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} E_{kl} I_{kl} [\sin(\psi_{e_{kl}} - \psi_{i_{kl}}) + \sin(2\omega t + \psi_{e_{kl}} + \psi_{i_{kl}})] =$$

(35)

$$= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} X_{kl} I_{kl}^2 [1 + \sin 2(\omega t + \psi_{i_{kl}})] +$$

$$+ \frac{1}{2} \sum_{\substack{k=0 \\ k<l}}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{\substack{s=0 \\ s<t}}^{n-1} \sum_{t=0}^{n-1} \underline{X}_{\substack{kl \\ st}} I_{kl} I_{st} [\cos(\psi_{i_{kl}} - \psi_{i_{st}}) + \cos(2\omega t + \psi_{i_{kl}} + \psi_{i_{st}})],$$

unde s-a avut în vedere (27).

Efectuînd media, pe o perioadă T, a relațiilor (31), (32) sau (34), (35), se regăsesc relațiile cunoscute (de ex. [2]) de conservare ale puterilor active și reactive.

4. Relații de conservare ale puterilor aparente instantanee fluctuante complexe

Dacă se ține seama de (12) rezultă relațiile:

$$\underline{s}_b = \underline{S}_b + \underline{s}_{2b}, \qquad \underline{s}_g = \underline{S}_g + \underline{s}_{2g}, \tag{36}$$

utile în cele ce urmează. Aici $\underline{S}_b$ reprezintă puterea aparentă complexă iar $\underline{s}_{2b}$ — puterea aparentă instantanee fluctuantă complexă schimbată de circuit pe la borne cu exteriorul, $\underline{S}_g$ constituie puterea aparentă complexă și $\underline{s}_{2g}$ — puterea aparentă instantanee fluctuantă complexă la bornele generatoarelor. Evident:

$$\underline{S}_b = P_b + \mathrm{j}Q_b, \qquad \underline{s}_{2b} = p_{2b} + \mathrm{j}q_{2b}, \tag{37}$$

$$\underline{S}_g = P_g + \mathrm{j}Q_g, \qquad \underline{s}_{2g} = p_{2g} + \mathrm{j}q_{2g}, \tag{38}$$

unde:

$$p_{2b} = \sum_{k=1}^{n-1} U_{k0} I_k \cos(2\omega t + \psi_{u_{k0}} + \psi_{i_k}) \tag{39}$$

reprezintă puterea activă fluctuantă și

$$q_{2b} = \sum_{k=1}^{n-1} U_{k0} I_k \sin(2\omega t + \psi_{u_{k0}} + \psi_{i_k}) \tag{40}$$

—puterea reactivă fluctuantă schimbată de circuit pe la borne cu exteriorul,

$$p_{2g} = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} E_{kl} I_{kl} \cos (2\omega t + \psi_{e_{kl}} + \psi_{i_{kl}}) \tag{41}$$

— puterea activă fluctuantă iar

$$q_{2g} = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} E_{kl} I_{kl} \sin (2\omega t + \psi_{e_{kl}} + \psi_{i_{kl}}) \tag{42}$$

— puterea reactivă fluctuantă la bornele generatoarelor.

De asemenea :

$$p = P + p_2, \qquad q = Q + q_2, \tag{43}$$

unde

$$p_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} R_{kl} I_{kl}^2 \cos 2(\omega t + \psi_{i_{kl}}) - \tag{44}$$

$$- \frac{1}{2} \sum_{\substack{k=0 \\ k<l}}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{\substack{s=0 \\ s<t}}^{n-1} \sum_{t=0}^{n-1} \underline{X}_{\substack{kl \\ st}} I_{kl} I_{st} \sin (2\omega t + \psi_{i_{kl}} + \psi_{i_{st}})$$

reprezintă puterea activă fluctuantă iar

$$q_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} X_{kl} I_{kl}^2 \sin 2(\omega t + \psi_{i_{kl}}) + \tag{45}$$

$$+ \frac{1}{2} \sum_{\substack{k=0 \\ k<l}}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{\substack{s=0 \\ s<t}}^{n-1} \sum_{t=0}^{n-1} \underline{X}_{\substack{kl \\ st}} I_{kl} I_{st} [\cos (\psi_{i_{kl}} - \psi_{i_{st}}) + \cos (2\omega t + \psi_{i_{kl}} + \psi_{i_{st}})]$$

— puterea reactivă fluctuantă în elementele circuitului.

În virtutea relaţiilor (36) şi (43) ecuaţia (29), ce reprezintă bilanţul puterilor aparente instantanee complexe, devine :

$$\underline{S}_b + \underline{s}_{2b} + \underline{S}_g + \underline{s}_{2g} = P + p_2 + \mathrm{j}(Q + q_2). \tag{46}$$

Or, în baza conservării puterilor aparente complexe [2] :

$$\underline{S}_b + \underline{S}_g = P + \mathrm{j}Q \tag{47}$$

încît

$$\underline{s}_{2b} + \underline{s}_{2g} = p_2 + \mathrm{j}q_2. \tag{48}$$

Relaţia (48) pune în evidenţă conservarea puterilor aparente instantanee fluctuante complexe.

5. Relații de conservare ale puterilor active și reactive instantanee fluctuante

Separînd în (48) componentele reale de cele imaginare și ținînd seama de (37_2), (38_2) se obține :

$$p_{2b} + p_{2g} = p_2, \tag{49}$$

respectiv

$$q_{2b} + q_{2g} = q_2, \tag{50}$$

constituind relațiile de conservare ale puterilor active și reactive instantanee fluctuante. Dacă se au în vedere expresiile (39)...(42), (44), (45), aceste relații pot fi scrise și sub formele echivalente :

$$\begin{aligned}
&\sum_{k=1}^{n-1} U_{k0} I_k \cos(2\omega t + \psi_{u_{k0}} + \psi_{i_k}) + \\
&+ \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} E_{kl} I_{kl} \cos(2\omega t + \psi_{e_{kl}} + \psi_{i_{kl}}) = \\
&= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} R_{kl} I_{kl}^2 \cos 2(\omega t + \psi_{i_{kl}}) - \\
&- \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{s=0}^{n-1} \sum_{t=0}^{n-1} \underset{st}{X_{kl}} I_{kl} I_{st} \sin(2\omega t + \psi_{i_{kl}} + \psi_{i_{st}}),
\end{aligned} \tag{51}$$

respectiv

$$\begin{aligned}
&\sum_{k=1}^{n-1} U_{k0} I_k \sin(2\omega t + \psi_{u_{k0}} + \psi_{i_k}) + \\
&+ \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} E_{kl} I_{kl} \sin(2\omega t + \psi_{e_{kl}} + \psi_{i_{kl}}) = \\
&= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} X_{kl} I_{kl}^2 \sin 2(\omega t + \psi_{i_{kl}}) + \\
&+ \frac{1}{2} \sum_{\substack{k=0 \\ k<l}}^{n-1} \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{\substack{s=0 \\ s<t}}^{n-1} \sum_{t=0}^{n-1} \underset{st}{X_{kl}} I_{kl} I_{st} [\cos(\psi_{i_{kl}} - \psi_{i_{st}}) + \cos(2\omega t + \psi_{i_{kl}} + \psi_{i_{st}})].
\end{aligned} \tag{52}$$

6. Concluzii

Puterile aparente instantanee complexe, puterile active și reactive instantanee, puterile aparente instantanee fluctuante complexe precum și puterile active și reactive instantanee fluctuante, satisfac, în cazul cir-

cuitelor liniare, în regim permanent sinusoidal, relații de conservare. Concluzia la care se ajunge constituie un argument suplimentar în favoarea utilizării acestor mărimi, dovedind acordul ce există cu legea generală a transformării și conservării energiei.

Primită la 7 februarie 1972

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electrotehnică
și măsuri electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Nedelcu V. N., *Die einheitliche Leistungstheorie der unsymmetrischen und mehrwelligen Mehrphasensystem.* ETZ-A, 84, *5*, 153–157 (1963).
2. Rosman H., *Asupra puterii aparente instantanee în cîmpul electromagnetic, în regim permanent periodic.* Bul. Inst. polit. Iași, XI (XV), *3–4*, 279–300 (1965).
3. Timotin A., Hortopan V., Ifrim A., Preda M., *Lecții de bazele electrotehnicii.* EDP, Buc., 1971.

CONSERVATION DES PUISSANCES APPARENTES INSTANTANÉES COMPLEXES DANS LES CIRCUITS LINÉAIRES, EN RÉGIME PERMANENT SINUSOÏDAL

On établit, pour les circuits linéaires en régime permanent sinusoïdal, les relations de conservation des puissances apparentes instantanées complexes, de même que celles des puissances actives et réactives instantanées, des puissances instantanées fluctuantes complexes et des puissances actives et réactives instantanées fluctuantes, introduites récemment dans le bilan énergétique des circuits par V. N. Nedelcu [1].

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.314.263

ON THE SYNTHESIS OF SINGLE-PHASE EVEN INTEGER MAGNETIC FREQUENCY MULTIPLIERS

BY

SAVEL MITREA

1. Introduction

The frequency multiplication by aid of nonlinear elements is known since about 1900. Various types of static frequency multipliers have since then been built but a general method for synthesizing them did not exist. According to K. Müller [1] a mathematical approach to the synthesis of these devices can be found in papers dating back to 1956. The general property of frequency-converting networks consists in the fact that their transfer characteristics can be expressed by Tchebysheff's polynomials of first species. These polynomials can be written in trigonometric form

$$T_n(x) = \cos(n \arccos x), \tag{1}$$

where $|x| \leqslant 1$ and n — positive, integer. Now, if $x = \cos \omega t$ is substituted into (1) it yields

$$T_n(\cos \omega t) = \cos n\omega t. \tag{2}$$

Consequently, the synthesis of frequency multipliers consists in constructing devices whose transfer characteristics are of the form (1). Yet, the combining of nonlinear elements in order to obtain such transfer characteristics is not always obvious. An analytical way for solving the problem seems to be awkward if not difficult. A more straightforward method may consist in plotting the given transfer characteristic and, after that, piece-wise approximating it through nonlinear characteristics of known circuit elements. The use of magnetic nonlinear elements for obtaining nonlinear driving-point characteristics was suggested in [2]. In [3] and [4] single-phase odd integer magnetic frequency multipliers are synthesized by using Tchebysheff's polynomials.

As far as the author knows, little work has been done on the synthesis of even integer magnetic frequency multipliers. It is known [5] that the transfer characteristic of the magnetic frequency doubler can be approximated by a second-order Tchebysheff polynomial. No attempts have been made to synthesize even integer frequency multipliers with higher frequency ratio.

In the present paper the author uses the algebraic form of T c h e b y s h e f f 's polynomials in order to generalize the synthesis of even frequency multipliers by aid of nonlinear reactors. Some experimental results are given as well.

2. Theoretical Approach

The algebraic form of T c h e b y s h e f f 's polynomials of first species can be written, for $|x| < 1$, as follows:

$$T_n(x) = \frac{1}{2}\left[(x + \sqrt{x^2 - 1})^n + (x - \sqrt{x^2 - 1})^n\right], \tag{3}$$

where n — positive, integer.

By putting $n = 2, 4, 6, \ldots r$, we get the set of polynomials

$$\begin{cases} T_2(x) = 2x^2 - 1, \\ T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1, \\ T_6(x) = 32x^6 - 48x^4 + 18x^2 - 1, \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \end{cases} \tag{4}$$

One may deduce from (4) that an appropriate combination of magnetic elements, whose characteristics are of the form $\Phi = \theta^m$ or $\theta = \Phi^m$, where Φ — magnetic flux and θ — magnetomotive force, lead to the ob-

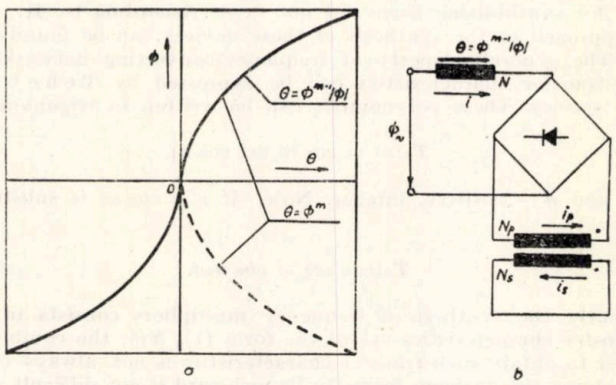


Fig. 1. — Obtaining of an even-order transfer characteristic from an odd-order driving-point characteristic: *a* — graphical illustration, *b* — the circuit utilized for this purpose.

taining of a desired frequency multiplier. Piece-wise linear characteristics of both forms can be obtained by the method suggested in [2]. One may expect increasing difficulties in constructing the devices exhibiting such characteristics as m increases.

For characteristics of the form $\Phi = \theta^m$ the output signal, e. m. f., is obtained as the derivative of Φ, therefore, slight imperfections in the shape of the characteristic will cause important distortions of the output signal. In addition to that, the use of these characteristics implies a sine-curent source that constitutes another drawback. In the opinion of the author the use of characteristics of the form $\theta = \Phi^m$ seems to be more attractive since the input signal, being a sine-flux, is ready available.

The way of obtaining transfer characteristics of the form $\theta = \Phi^m$, with m even, integer, is shown in Fig. 1 *a*, *b*. To obtain a driving-point characteristic for m even is not possible since it would present portions with negative slope. Consequently, a magnetic device possessing a driving-point characteristic of the form $\theta = \Phi^{m-1} \mid \Phi \mid$ must be constructed, by following the way indicated in [2], then, by rectifying the output signal, the transfer characteristic takes the required form, i. e. $\theta = \Phi^m$. The d. c. component of the output signal is eliminated by using a current transformer. The argument developed up to this point holds if the resistance of the nonlinear reactor and the voltage across the load are small.

In the circuit shown in Fig. 1 *b*, the input signal is $\Phi = \Phi_{max} \cos \omega t$. With $\cos \omega t = x$ the driving-point characteristic takes the form

$$\theta = \Phi_{max}^{m-1} x^{m-1} \mid \Phi_{max} x \mid , \tag{5}$$

where $\theta = Ni$ — magnetomotive force.

From the above we get the current

$$i = \frac{1}{N} \Phi_{max}^{m-1} x^{m-1} \mid \Phi_{max} x \mid . \tag{6}$$

The rectified current is

$$i_p = \frac{1}{N} \Phi_{max}^{m} x^m. \tag{7}$$

Finally, the output current, taking into account the number of turns N_p and N_s, is

$$i_s = \frac{N_p}{N_s N} \Phi_{max}^{m} x^m. \tag{8}$$

Due to the current transformer the output signal does not contain a d. c. component.

By using (8) we write the polynomials

$$(9)\qquad \begin{cases} F_2(x) = \dfrac{N_2 \Phi^2_{max}}{N_{22} N}\, x^2, \\ F_4(x) = \dfrac{N_4 \Phi^4_{max}}{N_{44} N}\, x^4 + \dfrac{N_2 \Phi^2_{max}}{N_{24} N}\, x^2, \\ F_6(x) = \dfrac{N_6 \Phi^6_{max}}{N_{66} N}\, x^6 + \dfrac{N_4 \Phi^4_{max}}{N_{66} N}\, x^4 + \dfrac{N_2 \Phi^2_{max}}{N_{26} N}\, x^2. \end{cases}$$

Equating the coefficients of polynomials (9) and polynomials (4), the latter being multiplied by an amplitude factor β_n, it results

$$(10)\qquad \frac{N_2 \Phi^2_{max}}{N_{22} N} = 2\beta_2, \quad \frac{N_4 \Phi^4_{max}}{N_{44} N} = 8\beta_4, \quad \frac{N_2 \Phi^2_{max}}{N_{24} N} = -8\beta_4, \ldots$$

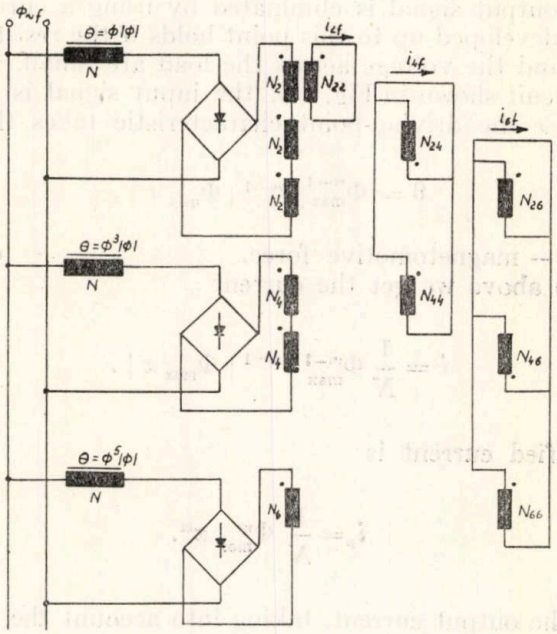
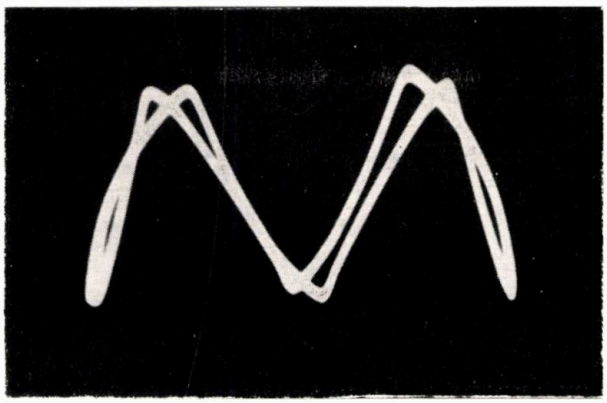


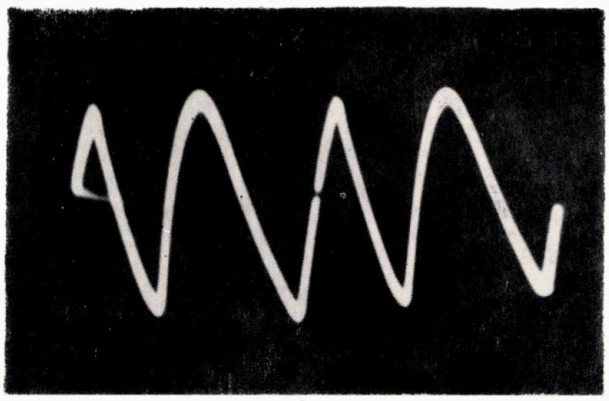
Fig. 2. — General diagram of an even integer frequency multiplier synthesized by using T c h e b y s c h e f f's polynomials.

Having established N, N_p, Φ_{max}, β_n, the number of turns N_s of the secondary windings can be computed. The sign shows the polarity of the corresponding secondary windings.

Fig. 2 shows the diagram of a general even integer frequency multiplier synthesized according to the afore exposed argument.



a



b

Fig. 4. — The experimental frequency quadrupler : *a* — the experimental transfer characteristic, *b* — the waveform of the output signal.

Devices having transfer characteristics of the form $\theta = \Phi^m$, with m even integer, are connected in parallel to a sine-voltage supply. The current transformers eliminate d. c. components and facilitate the handling of the magnitude and the phase of the output signals so as the transfer characteristics could be expressed correctly by T c h e b y s h e f f 's polynomials.

3. Experimental

The obtaining of frequency doublers, by using means at hand, as silicon-iron-core reactors, is almost trivial if we allow of a certain amount of higher harmonics in the output signal. It would consist in using an usual silicon-iron-core reactor in the input loop of the circuit presented in Fig. 1 *b*.

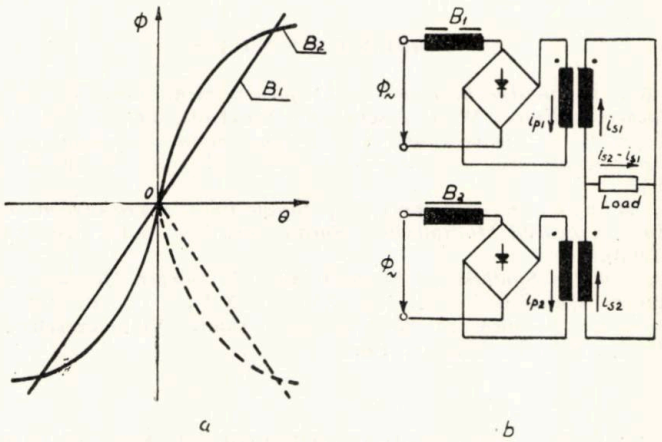


Fig. 3. — The experimental frequency quadrupler: *a* — the assumed characteristics of magnetic elements and the transfer characteristics of the individual circuits, *b* — the diagram of the quadrupler.

The next in line is the frequency quadrupler which, as it will be shown, can be built by using ready-available means. As it can be seen from relation (4_2) and Fig. 2, two circuits, of the type shown in Fig. 1 *b*, will be necessary. Their transfer characteristics will have to approximate the second-order term and the fourth-order term respectively. A rough approximation of the second-order term can be obtained by using an air-gap iron-core reactor. For the fourth-order term an usual iron-core reactor can be used. The driving-point characteristics of the two circuits can be represented as in Fig. 3 *a*. On the same figure their transfer characteristics

can be seen. The schematic of the frequency quadrupler is presented in Fig. 3 *b* and its transfer characteristic in Fig. 4 *a*. The latter represents a rough approximation of a fourth-order Tchebysheff polynomial. One may see that a similar result would be obtained if the characteristics shown in Fig. 3 *a* were subtracted one form another. Fig. 4 *b* shows the waveform of the output signal, i_{4f}, taken out over a single period of the input signal. Higher harmonics are present due to the rough approximation of the transfer characteristics. Nevertheless, the fourth harmonic is the main component in the signal spectrum.

A frequency sextupler is less realizable due to the increased difficulties in compensating the fourth and the second harmonics.

Received, May 3, 1972

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrical Engineering
and Electrical Measurements

REFERENCES

1. Müller K., *Einphasige harmonische Frequenzvervielfachung mit optimalen Vervielfacherkennlinien.* Wiss. Ztschr. der Elektrot., **13**, 17—43 (1969).
2. Боголюбов В. Е., *О колебаниях в феррорезонансных цепи со ступенчатой характеристикой нелинейюости.* Докл. Научно—Техн. Конф., МЭИ, М., 1967.
3. Savin G., Mitrea S., Zitron N., *Single-Phase Ferromagnetic Frequency Multiplier with Odd Multiplication Factor.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XV (XIX), *1—2*, (1969).
4. Mitrea S., *On the Synthesis of Single-Phase Odd Integer Magnetic Frequency Multipliers.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XVIII (XXII), *1—2*, 23 (1972).
5. Philippow E., *Nichtlineare Elektrotehnik.* Akad. Verlagsgesellschaft Geest & Portig, K.—G., Leipzig, 1963.

ASUPRA SINTEZEI MULTIPLICATOARELOR DE FRECVENŢĂ PARE, MONOFAZATE, MAGNETICE, STATICE

(Rezumat)

Se abordează sinteza acestor dispozitive utilizînd polinoamele Cebîşev în forma algebrică. Pentru verificarea teoriei se rezolvă un caz particular prin construirea unui cvadruplor de frecvenţă. Se constată că deşi construit cu mijloace simple forma semnalului de ieşire al acestuia este acceptabilă pentru aplicaţii care nu necesită o formă de undă a semnalului de intrare perfect sinusoidală. Printr-o filtrare adecvată forma de undă se poate corecta.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 538.551.25

UNTERSUCHUNG DES STATIONÄREN VORGANGS IM ZWEIFACHEN FERRORESONANZKREIS BEI STEUERUNGSSTROMÄNDERUNG *)

VON

ILIE POPESCU und NORBERT ZITRON

1. Vorwort

Der stationäre Vorgang in zweifachen Ferroresonanzkreisen wurde, speziell in den letzten Jahren, häufig analysiert [1], [3]...[5]. Besonders das Verhalten des zweifachen Ferroresonanzkreises bei der Parameternänderung hat man genau untersucht [3], [4].

Aus den Parametern, die bei zweifachen Ferroresonanzkreisen eintreten, spielt in das Kreisverhalten der Steuerungsstrom (I_{ec}) eine wesentliche Rolle. Bis jetzt wurde keine analytische Untersuchung des zweifachen Ferroresonanzkreises, in welcher der Steuerungsstrom I_{cc} deutlich erscheinen soll, durchgeführt.

In vorliegender Arbeit han mat eine solche Analyse verfolgend, in wesentlichen, das Verhalten des zweifachen Ferroresonanzkreises bei der Steuerungsstromänderung unternommen.

2. Zweifacher Ferroresonanzkreis. Arbeitsgleichungen

2.1. Zweifacher Reihenferroresonanzkreis

Es wird der zweifache Reihenferroresonanzkreis aus Abb. 1 betrachtet. Seine Arbeitsgleichungen sind :

$$(1) \qquad \frac{d\psi}{dt} + \frac{1}{C}\int i_C \, dt = e, \quad \frac{1}{C}\int i_C \, dt - Ri_R = 0, \quad i - i_C - i_R = 0,$$

wobei : $e = E_m \sin \omega t$, $i = i_L(\psi)$.

*) Mitgeteilt an der wissentschaftlichen Tagung der Technischen Hochschule Cluj, 22.—23. Dezember 1969.

Wenn man annimmt, dass die gesteuerte Spule mit Eisenkern eine Kennlinie mit ungerader Symmetrie hat, dann kann, analytisch, $i_L(\psi)$, durch einen Polynom der Form :

$$i_L(\psi) = \sum_{k=0}^{n} a_{2k+1}\psi^{2k+1} \tag{2}$$

angenähert werden.

Löst man den Gleichungssystem (1) in Bezug mit dem Spulenfluss und betrachtend (2) ergibt sich :

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} + \frac{1}{RC}\cdot\frac{d\psi}{dt} + \frac{1}{C}\sum_{k=0}^{n} a_{2k+1}\psi^{2k+1} = \omega E_n\sqrt{1+K^2}\cos(\omega t - \varphi). \tag{3}$$

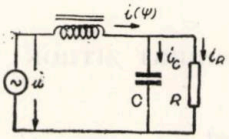


Abb. 1

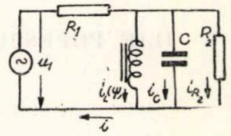


Abb. 2

Weil die Amplituden der höheren Harmonischen in Bezug mit der grundlegender Harmonische vernachlässigbar sind, kann man aus dem Polynom nur die ersten drei Glieder zurückhalten. In diesem Fall nimmt Gleichung (3) die Form :

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} + 2\delta\frac{d\psi}{dt} + \frac{a_1}{C}\psi + \frac{a_3}{C}\psi^3 + \frac{a_5}{C}\psi^5 = B\cos(\omega t - \varphi), \tag{4}$$

oder nach Normierung :

$$\frac{d^2v}{d\tau^2} + k\frac{dv}{d\tau} + c_1 v + c_3 v^3 + c_5 v^5 = B\cos\nu\tau, \tag{5}$$

wobei :

$$\begin{cases} v = \dfrac{\psi}{\psi_n}, \quad \tau = \omega_0 t - \dfrac{1}{\nu}\operatorname{arc\,tg} K, \quad \omega_0 = \dfrac{I_n}{C\psi_n} = \dfrac{I_{sat}}{C\psi_{sat}}, \quad \nu = \dfrac{\omega}{\omega_0}, \\ K = \dfrac{1}{\omega_0 RC} = \operatorname{tg}\varphi, \quad c_1 = \dfrac{a_1}{n^2\omega_0^2 C}, \quad c_3 = \dfrac{a_3}{n^2\omega_0^2 C}\Phi_n^2, \quad c_5 = \dfrac{a_5}{n^2\omega_0^2 C}\Phi_n^4, \\ B = \dfrac{E_m}{\omega_0\psi_n}\sqrt{\nu^2 + K^2}, \quad \psi_n = n\Phi_n. \end{cases} \tag{6}$$

Die Erscheinungen aus einem zweifachen Reihenferroresonanzkreis sind von der Gleichung (5) beschrieben.

2.2. Zweifacher Parallelferroresonanzkreis

Wendet man für den zweifachen Parallelferroresonanzkreis aus Abb. 2 die K i r c h h o f f schen Sätze, dann ergibt sich für den Spulenfluss die folgende Gleichung :

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\frac{1}{C}\cdot\frac{d\psi}{dt} + \frac{1}{C}\sum_{k=0}^{2} a_{2k+1}\,\psi^{2k+1} = \frac{E_m}{R_1 C}\sin\omega t. \tag{7}$$

Nach Normierung erhält man :

$$\frac{d^2v}{d\tau'^2} + K'\frac{dv}{d\tau'} + c_1 v + c_3 v^3 + c_5 v^5 = B'\cos\nu\tau', \tag{8}$$

wobei :

$$\tau' = \omega_0 t - \frac{\pi}{2},\quad \omega_0^2 = \frac{a_1}{C},\quad K' = \frac{1}{\omega_0 C}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right),\quad B' = \frac{E_m}{\omega_0^2 R_1 C \psi_n}. \tag{9}$$

Die anderen Bezeichnungen haben die selbe Bedeutung wie in (5).

Soweit die Gleichung (8), die die Erscheinungen im zweifachen Parallelferroresonanzkreis beschreibt mit der Gleichung (5), die den zweifachen Reihenferroresonanzkreis entschpricht, analog ist, kann man eine einheitliche Untersuchung des zweifachen Ferroresonanzkreises, Reihe oder Parallel, bei den Parameteränderungen (K, K', c_{2k+1},...), im stationären Vorgang, ausführen.

Um die stationären Lösungen der Gleichung (5) und (8) zu bestimmen wird der Ansatz :

$$v = x\sin\nu\tau + y\cos\nu\tau \tag{10}$$

gemacht.

Es ergibt sich :

$$(A^2 + \nu^2 K^2)v^2 = B^2, \tag{11}$$

wobei :

$$A = \nu^2 - c_1 - \frac{3}{4}c_3 v^2 - \frac{5}{8}c_5 v^4,\quad v^2 = x^2 + y^2. \tag{12}$$

Für die Analyse des stationären Vorgangs im zweifachen Ferroresonanzkreis, bei der Steuerungsstromänderung I_{cc}, muss die Änderungsart der Konstanten c_{2k+1}, ($k = 0, 1, 2$), als Funktion von dem bezogenem Wert I_{cc}/I_{ccsat} bestimmt werden.

3. Bestimmung der Funktion $c_{2k+1} = f\left(\frac{I_{cc}}{I_{ccsat}}\right) = f(z)$

Stellt man die nichtlineare Kennlinie der mit Gleichstrom gesteuerten Spule (Abb. 3) dar und nähert man sie mit einem in normierten Werten geschriebener Ausdruck :

$$u = c_1 v + c_3 v^3 + c_5 v^5, \tag{13}$$

wobei $u = i/i_n$, an, dann kann man bemerken, dass ihre Form hängt nicht von der angelegten Spannung und nicht von den Kernausmässe sondern nur vom Kernwerkstoff ab. Folglich, einmal diese Kennlinie dargestellt, ist sie für jede Spule aus den selben Werkstoff gültig. Im Falle, dass der Steuerungsgleichstrom I_{cc} verschiedene Werte annimmt, erhält man eine Kennlinienfamilie mit der Form aus Abb. 3.

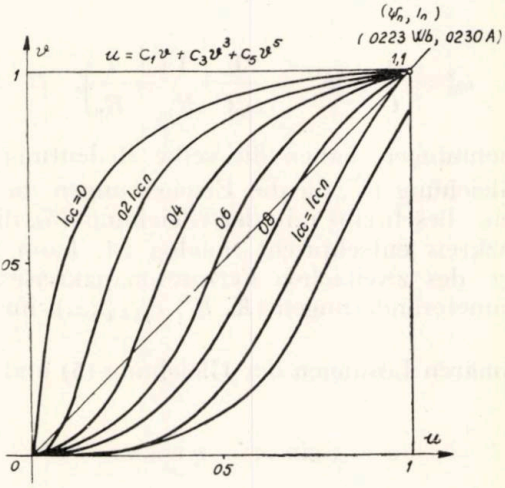


Abb. 3

Wenn man mit 0 die Magnetisierungskennlinie für $I_{cc} = 0$ und mit n die gesteuerte Kennlinie, die durch den Punkt $M(1, 1)$ läuft (ohne irgendeine Modulation zu haben), dann können, im Intervall $[0, n]$, $n + 1$ Kennlinien dargestellt werden.

Für eine gute Annäherung muss n möglichts gross sein ; c_{2k+1} hängt also nur vom Steuerungsstrom und vom Kernwerkstoff ab.

Es wurde eine Kennliniefamilie, für eine feine Änderung des Steuerungsstroms ($n = 100$), gewählt. Die algebraïschen Systemen :

$$u_j = c_{1q} v_j + c_{3q} v_j^3 + c_{5q} v_j^5, \quad (j = 1, 2, 3 ; q = 1, 2, ..., n), \tag{14}$$

die für die unbekannten Koeffizienten c_{2k+1}, $(k = 0, 1, 2)$, folgen, wurden mit einem digitalen Rechner, Typ Olivetti, gelöst.

Man erhält, schliesslich, die numerische Abhängigkeit der Annäherungskoeffizienten der Magnetisierungskennlinien vom bezogenem Wert des Steuerungsstroms $(c_{2k+1}(z))$, wobei :

$$z = \frac{I_{cc}}{I_{ccn}} < 1, \quad z \in [0, 1], \tag{15}$$

die in der Tabelle 1 und Abb. 4 dargestellt ist.

Tabelle 1

$z = I_{cc}/I_{ccsat}$; $c_1 + c_3 + c_5 = 1$

z / c_{2k+1}	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
c_1	0,331	0,737	1,112	1,455	1,768	2,045	2,267	2,486	2,674	2,830	2,956
$-c_3$	0,190	1,635	2,920	4,045	5,009	5,814	6,295	6,779	7,104	7,269	7,273
c_5	0,859	1,898	2,808	3,590	4,241	4,765	5,028	5,940	5,952	5,972	5,992

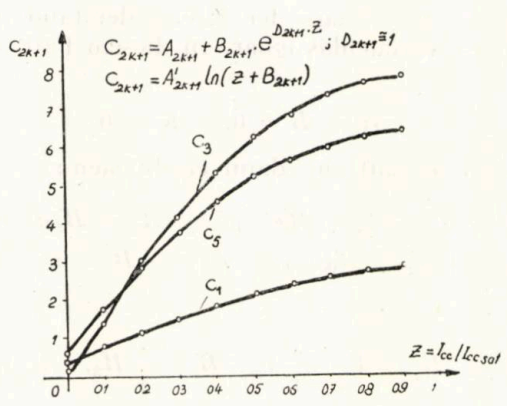


Abb. 4

Der analytische Ausdruck, der zufriedenstellend die Kurven aus Abb. 4 annähert, kann von der Form :

$$c_{2k+1} = A_{2k+1} + B_{2k+1}\, e^{-z} \tag{16}$$

betrachtet werden.

Es ist zu bemerken, dass die Familie von q Kurven $u(v)$ kann man mit Hilfe des Ausdrucks (16), bei welchen die Koeffizienten A_{2k+1} und B_{2k+1} nur einmal bestimmt werden, kennzeichnen. Also im Falle der Annäherung der nichtlinearen Kennlinie durch einen nichtvollständigen Polynom 5. Grades, sind für ein bestimmten Werkstoff sechs Koeffizienten, die man aus (16) bestimmt und die folgende Ausdrucke haben :

$$A_{2k+1} = y_p + \frac{\Delta y}{1 - e^{-\Delta x}} > 0, \tag{17}$$

$$B_{2k+1} = -\frac{\Delta y}{e^{-x_p}(1 - e^{-\Delta x})} < 0, \tag{18}$$

wobei :

$$\Delta x = x_{p+1} - x_p, \quad \Delta y = y_{p+1} - y_p, \quad x = z, \quad y = c_{2k+1}, \quad (p = 1, 2, ..., m), \tag{19}$$

nötig.

Um wieviel die Intervalle Δx und Δy kleiner sind und m (die Zahl der Verifizierungen) grösser ist um soviel genauer wird die Bestimmung der Koeffizienten A_{2k+1}, B_{2k+1}.

4. Idealer zweifacher Ferroresonanzkreis

Es wird angenommen, dass der Kreiswiderstand (einschliesslich der Verlustwiderstand) ist vernachlässigbar. In diesem Fall wird die Gleichung (11) :

$$Av - B = 0, \qquad K = 0. \tag{20}$$

Setzt man (16) in (20) ein, dann ergibt sich :

$$F(v, z) = (A'_5 + B'_5 e^{-z})v^5 + (A'_3 + B'_3 e^{-z})v^3 + [(A'_1 + B'_1 e^{-z}) - \nu^2]\, v - B = 0, \tag{21}$$

wobei :

$$A'_1 = A_1, \quad B'_1 = B_1, \quad A'_3 = \frac{3}{4} A_3, \quad B'_3 = \frac{3}{4} B_3, \quad A'_5 = \frac{5}{8} A_5, \quad B'_5 = \frac{5}{8} B_5. \tag{22}$$

Die Gleichung (21) beschreibt die Erscheinungen im stationären Vorgang beim zweifachen Ferroresonanzkreis, der als ideal und nichtträge betrachtet wird.

Die graphische Darstellung des Ausdrucks (21) ist in Abb. 5 angegeben. Es folgt, dass bei Abwesenheit des Steuerungsstroms, ($I_{cc}=0$, $z = 0$), präsentiert der Kreis drei Arbeitspunkte, aus welchen zwei stabil (einer von starken Signal und der andere von schwachen Signal), also hat die Gleichung 5. Grades drei reelle und distinkte Wurzel.

Im Falle, dass der Steuerungsstrom sehr viel wächst ($z \to \infty$) schwächt sich das Kreissignal (zum schwachen Signal).

Die erfahrungsmässige Ergebnisse sind für die zweifachen Reihen- und Parallelferroresonanzkreise ähnlich, Ähnlichung die auch von den Arbeitsgleichungen (5) und (8) bestätigt wird.

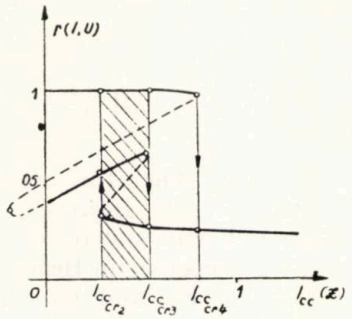


Abb. 5

Aus (21) können die äusserste Werte der Funktion $F(v, z)$, die für die Arbeitsweise des Kreises sehr wichtig sind, bestimmt werden.

Die Funktion $F(v, z)$ hat, in Bezug zu v, nur zwei äusserste Werte und in Bezug zu z vier solche Werte. Die Maximums und Minimums sind abwechselnd.

Stellt man die Ableitung dieser Funktion in Bezug zu v gleich Null, ergibt sich :

$$5(A_5' + B_5' e^{-z})v^4 + 3(A_3' + B_3' e^{-z})v^2 + A_1' + B_1' e^{-z} - \nu^2 = 0 \tag{23}$$

und

$$v_p = \pm \sqrt{\frac{-3(A_3' + B_3' e^{-z}) \pm \sqrt{9(A_3' + B_3' e^{-z})^2 - 20(A_5' + B_5' e^{-z})(A_1' + B_1' e^{-z} - \nu^2)}}{10(A_5' + B_5' e^{-z})}}, \tag{24}$$

$$(p = 1,....,4),$$

mit

$$\Delta = 9(A_3' + B_3' e^{-z})^2 - 20(A_5' + B_5' e^{-z})(A_1' + B_1' e^{-z} - \nu^2). \tag{25}$$

Wann $\Delta > 0$ ist die zweifache Ferroresonanz möglich, wann $\Delta = 0$, ist die einfache Ferroresonanz möglich und wann $\Delta < 0$ kann der Kreis nicht ein Ferroresonanzvorgang haben.

Wenn man e^{-z} in Reihe entwickelt und nur die ersten zwei Glieder zurückhaltet, erhält man eine Linearisierung in Bezug mit z, in der Nähe

des Arbeitspunkts. Für kleine z-Änderungen ist diese Annäherung sehr gut. Im entgegengesetzten Fall ergeben sich orientierende Beziehungen. Falls man weiterhin auch ν vernachlässigt ($\omega_0 \gg \omega$, weil bei Sättigung ω_0 sehr gross ist), wird der Gleichungssystem (21):

$$\sum_{k=0}^{2} (A'_{2k+1} + B'_{2k+1} e^{-z}) v_p^{2k+} - B = 0, \tag{26}$$

$$\sum_{k=0}^{2} [A'_{2k+1} + B'_{2k+1} (1 - z)] v_p^{2k+1} - B \cong 0. \tag{27}$$

Die numerische oder analytische, für besondere Falle, Lösung der Gleichung (27) ($\Delta = 0$ ermöglicht die Bestimmung der Grenze zwischen den zweifachen und einfachen Ferroresonanzvorgang), liefert die vier reellen Lösungen der äussersten Punkten im Bezug zum Antwortssignal des Kreises, also v_p, z_p, ($p = 1, ..., 4$). Es sind entschprechend nur die Punkte für welchen z positiv ist ($z > 0$).

Die Funktion $F(v, z)$ zeigt, in Bezug mit z, im Falle der zweifachen Ferroresonanz, nur zwei äussersten Punkte. Wenn man die Ableitung in Bezug mit z annuliert, folgt:

$$\sum_{k=0}^{2} (- B'_{2k+1} z e^{-z}) v^{2k+1} = 0. \tag{28}$$

Es können erwähnt werden auch andere analytische Ausdrücke der Kennlinie $c_{2k+1}(z)$, die nützlich sind. Aus denen interessanter scheint, die logaritmische Annäherung:

$$c_{2k+1} = A_{2k+1} \ln (z + B_{2k+1}), \tag{29}$$

die zu den selben Folgerungen wie (16) führt, zu sein.

In diesem Fall muss das System:

$$B_{2k+1}^{c_{2k+1}(z)/c_{2k+1}(0)} - B_{2k+1} - z = 0, \quad A_{2k+1} = \frac{c_{2k+1}(0)}{\ln B_{2k+1}} \tag{30}$$

gelöst werden.

Um die Rechnung zu erleichtern kann man für $c_{2k+1}(0)/c_{2k+1}(z)$ eine ganze Zahl wählen (Vorzugsmässig die kleinste, also 2). Aus den zwei erhaltenden Werte wählt man der was positiv und grösser als die Einheit ist, der die Lösung darstellt.

Es ist möglich eine orientierende allgemeine Analyse zu machen. Im Falle, dass man das normierte Wert der Quelle B vernachlässigt (invers proportionell mit ω_0^2, der viel grösser als ω^2 betrachtet wurde), kann man

sogar eine Erörterung der Änderung der kritischen Werte v_{cr}, z_{cr} in Abhängigkeit von den Kreisparametern gemacht werden und man kann die Existenzbereiche der zweifachen Ferroresonanz bestimmen.

5. Schlussfolgerungen

1. Man kann bemerken, dass im Falle einer Spule mit Eisenkern und einer Gleichstromsteuerung, hängen die Annäherungskoeffizienten der Kennlinie, für den selben Werkstoff, nur vom Steuerungsgleichstrom I_{cc}, ab. Diese Abhängigkeit die für die Praxis wichtig ist, kann mit Genauichkeit, analytisch, ausgedrückt werden und der verwendete Ausdruck ist nicht kompliziert.

2. Aus der analytischen Untersuchung des stationären Vorgangs im zweifachen Ferroresonanzkreis bei der Steuerungsstromänderung folgen Ausdrücke die sich erfahrungsmässig genau nachprüfen. Gleichzeitig, in besonderen Fälle, können auch die kritischen Steuerungsstromswerte ($I_{cc\,cr}$), für den Übergang von einem stabilen Vorgang des ferroresonanten Kreises zum anderen, der als Relais mit drei Arbeitsstellen verwendet ist, bestimmt werden.

3. Wenn man die nichtlineare Kennlinie der Spule mit Eisenkern und Gleichstromsteuerung, für die augenblickliche Werte $i_L(\psi)$ könnt, ist es möglich das Frequenzspektrum des Antwortssignals, in Abhängigkeit vom Gleichstrom I_{cc} zu bestimmen. Diese Analyse ist für die statischen Frequenzvervielfacher die nichtlineare Spulen (oder in allgemeinem nichtlineare Reaktanzen) benützen, wichtig.

4. Die analytische Ausdrücke (16), (29) ermöglichen die Untersuchung aller nichtlinearen Prozessen in Kreisen, die Spulen mit Eisenkern und Gleichstromsteuerung besitzen, enthalten, Prozesse die eine besondere Wichtigkeit vorweisen und von Aktualität sind.

Eingegangen am 24. April 1972

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektrotechnik und
Elektrische Messungen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Savin Gh., Simion E., Popescu I., *Circuits à double ferorésonance utilisant des bobines à noyaux ferromagnétiques magnetisés en courant continu.* R. G. É., 5, 393–396 (1965).
2. Philippow E., *Nichtlineare Elektrotechnik.* Geest & Portig, Leipzig, 1963.
3. Popescu I., Simion A., *Unele aspecte ale rezonanței în circuitele electrice neliniare serie.* Electrotehnica, 17, 5, 165–169 (1969).
4. Simion E., *Circuit série double ferrorésonant avec des paramètres variables.* Revue E, V, 6, 209–213 (1967).
5. Popescu I., Simion E., *Rezonanța în circuitele electrice neliniare paralel cu bobină comandată.* Bul. Inst. polit. Iași, XV (XIX), 1–2, 33–40 (1969).

STUDIUL REGIMULUI PERMANENT ÎN CIRCUITUL DUBLU FEROREZONANT LA VARIAȚIA CURENTULUI CONTINUU DE COMANDĂ

(Rezumat)

Caracteristica neliniară a bobinei cu miez feromagnetic magnetizată în curent continuu se aproximează printr-un polinom de puteri impar. Se determină relațiile analitice între coeficienții de aproximare c_{2k+1} și curentul continuu de comandă normat z folosindu-le la studiul regimului permanent în circuitul dublu ferorezonant.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.313.423

ASUPRA AMPLIFICATOARELOR MAGNETICE CU REACȚIE INTERNĂ

II. CONSIDERAȚII ASUPRA CARACTERISTICII DE COMANDĂ A AMPLIFICATORULUI MAGNETIC CU AUTOSATURAȚIE, CU IEȘIRE PE SEMIPERIOADĂ *)

DE

CAMELIA ANDRONE

1. Introducere

Într-o lucrare anterioară [4] s-a arătat că asimilînd ciclul de isterezis magnetic al miezului circuitului amplificatorului magnetic cu autosaturație, cu ieșirea pe semiperioadă (fig. 1), unui paralelogram, ale cărui ramuri pot fi aproximate prin linii frînte, funcționarea amplificatorului amintit este descrisă de următoarea ecuație diferențială normată de ordinul unu, liniară, cu coeficienți constanți :

$$\frac{dx}{d\tau} + \nu x = k \sin \tau + c\nu + \lambda, \tag{1}$$

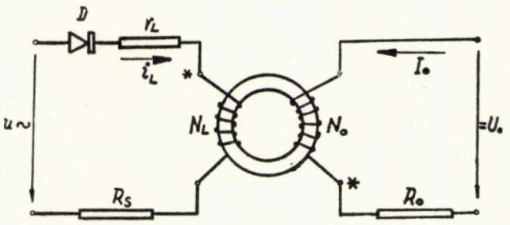


Fig. 1

în care x este fluxul normat iar τ — timpul normat. Ținînd seama de acest fapt, au fost determinate expresiile fluxului în miez precum și cele ale curentului din circuitul de lucru, în funcție de semnalul de curent continuu de comandă.

---

*) Prezentată la sesiunea științifică a Institutului politehnic din Cluj, 2—4 aprilie 1971.

În prezenta lucrare se urmăreşte determinarea ecuaţiei caracteristicii de comandă $I_{L\text{med}} = f(I_0)$, corespunzătoare variaţiei complete a curentului de comandă de la zero pînă la valori foarte mari, în domeniul valorilor negative.

2. Consideraţii teoretice

Neglijînd în primă aproximaţie curentul de magnetizare al miezului, valoarea medie a curentului de lucru este :

$$I_{L\text{med}} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_m R a_0^2}{R^2 a_0^2 + \omega^2 N_L^2} (1 + \cos \alpha_s). \tag{2}$$

Se pune deci problema determinării unghiului de saturaţie α_s.

Pentru determinarea unghiului de saturaţie este necesar ca în expresia fluxului în miez, pe porţiunea *1—2* a ciclului de isterezis, să se ţină cont de faptul că la $t = \alpha_s/\omega$ fluxul atinge valoarea de saturaţie. Avînd în vedere faptul că pentru un miez, solenaţia constantă variază în funcţie de fluxul constant după ciclul static (fig. 2), deci după o ecuaţie de aceeaşi formă ca şi cea a ciclului dinamic, se deosebesc trei cazuri de variaţie a solenaţiei constante $N_0 I_0$.

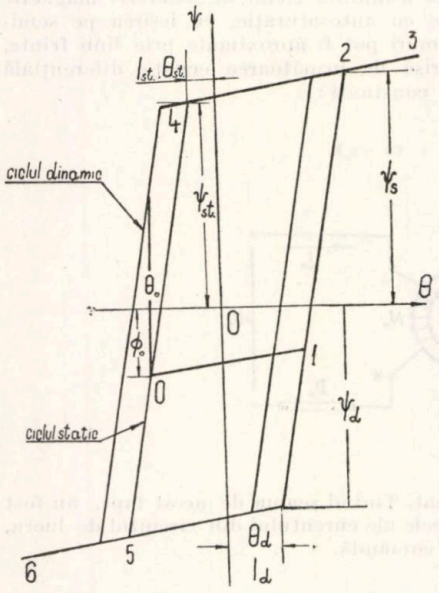


Fig. 2

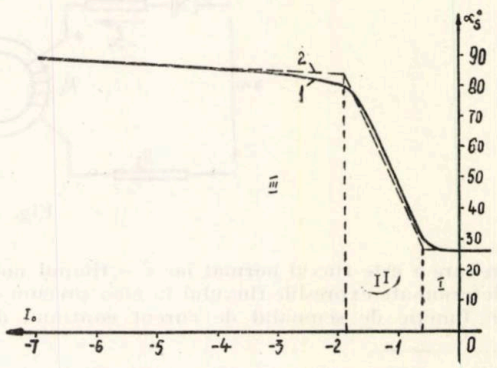


Fig. 3

1° Pentru cazul cînd $N_0 I_0$ variază după ramura *3—4* a ciclului :

$$N_0 I_0 = N_0 I_{st} - (\psi_0 - \psi_{st}) a_0, \quad |I_0| \leqslant |I_{st}| ; \tag{3}$$

valoarea unghiului de saturație este :

$$\cos \alpha_s = \frac{R^2 a_1^2 + \omega^2 N_L^2}{U_m \omega N_L^3 a_0} [-\theta_{st} + \theta_d + a_0 (\psi_0 - \psi_{st})], \quad |\psi_0| \geqslant |\psi_{st}|. \tag{4}$$

2° Pentru porțiunea *4—5*, cînd :

$$N_0 I_0 = N_0 I_{st} + (\psi_{st} - \psi_0) a_1 , \quad |I_{st}| \leqslant I_0 | < | I_{sat}, \tag{5}$$

unghiul de saturație este dat de relația :

$$\cos \alpha_s = \frac{R^2 a_1^2 + \omega^2 N_L}{U_m \omega N_L^3 a_1} [\theta_d - \theta_{st} - (\psi_{st} - \psi_0) a_1], \quad |\psi_{sat}| \leqslant |\psi_0| \leqslant |\psi_{st}|. \tag{6}$$

3° Cînd solenația constantă variază după porțiunea *5—6*:

$$N_0 I_0 = N_0 I_{st} + (\psi_0 - \psi_{sat}) a_0, \quad |I_0| > |I_{sat}| , \tag{7}$$

unghiul de saturație este :

$$\cos \alpha_s = \frac{R^2 a_1^2 + \omega^2 N_L^2}{U_m \omega N_L^3 a_0} [\theta_d - \theta_{st} - (\psi_0 - \psi_{sat}) a_0] , \quad |\psi_0| \geqslant |\psi_{sat}| . \tag{8}$$

La un curent de comandă $I_0 = 0$, unghiul de saturație este dat de :

$$\cos \alpha_{s(0)} = \frac{R^2 a_1^2 + \omega^2 N_L^2}{U_m \omega N_L^3 a_1} [\theta_d - \theta_{st} + a_0 (\psi_r - \psi_{st})] , \tag{4'}$$

avînd o valoare minimă și pozitivă, apoi pe măsură ce I_0 crește, unghiul de saturație crește relativ încet, după relația (4), pînă cînd $\psi_0 = \psi_{st}$ (fig. 3, domeniul I, curba *2*), Urmează apoi o creștere mult mai rapidă atît timp cît $|I_{st}| \leqslant |I_0| \leqslant |I_{sat}|$, fiind posibil ca în acest interval să atingă sau nu valoarea $\pi/2$, depinzînd de forma ciclului, după cum a_1 are o valoare mai mare sau mai mică (fig. 3, domeniul II). În continuare, curentul de comandă depășind valoarea de saturație statică, unghiul de saturație crește tinzînd către π, pentru valori foarte mari ale curentului de comandă, (fig. 3, domeniul III). Tot în această figură este reprezentată și variația unghiului de saturație în funcție de curentul de comandă, obținută pe cale experimentală (curba *1*).

Pentru ecuația caracteristicii de comandă $I_{L\text{med}} = f(I_0)$ se găsesc următoarele expresii ale valorii medii a curentului de sarcină, pentru cele trei porțiuni ale ciclului aproximant, ținînd seama de relația (2):

$$I_{L\text{med}} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_m R a_0^2}{R^2 a_0^2 + \omega^2 N_L^2} + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{(R^2 a_1^2 + \omega^2 N_L^2) R a_0^2}{(R^2 a_0^2 + \omega^2 N_L^2) \omega N_L^3 a_0} \times \tag{9}$$
$$\times \theta_d - \theta_{st} + N_0 (I_{st} - I_0)], \quad 0 \leqslant |I_0| \leqslant |I_{st}|,$$

$$I_{L\text{med}} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_m R a_0^2}{R^2 a_0^2 + \omega^2 N_L^2} + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{(R^2 a_1^2 + \omega^2 N_L^2) R a_0^2}{(R^2 a_0^2 + \omega^2 N_L^2) \omega N_L^3 a_1} \times \tag{10}$$
$$\times [\theta_d - \theta_{st} - N_0 (I_0 - I_{st})], \quad |I_{st}| \leqslant |I_0| \leqslant |I_{\text{sat}}|,$$

$$I'_{L\text{med}} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_m R a_0^2}{R^2 a_0^2 + \omega^2 N_L^2} + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{(R^2 a_1^2 + \omega^2 N_L^2) R a_0^2}{(R^2 a_0^2 + \omega^2 N_L^2) \omega N_L^3 a_0} \times \tag{11}$$
$$\times [\theta_d - \theta_{st} + N_0 (I_{\text{sat}} - I_0)], \quad |I_0| \geqslant |I_{\text{sat}}|.$$

Această caracteristică este reprezentată în fig. 4. Din analiza celor trei expresii se poate observa că la un un curent de comandă nul, curentul de lucru este dat de expresia (9), în care $I_0 = 0$. Pe măsură ce curentul de

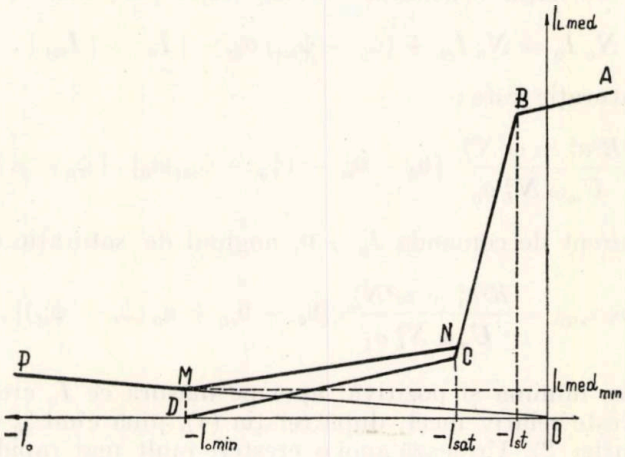


Fig. 4

comandă crește de la zero pînă la $|I_0| = |I_{st}|$, valoarea medie a curentului de sarcină scade la început lent, (fig. 4, segmentul AB), apoi mult mai repede, conform relației (10), pînă cînd $|I_0| = |I_{\text{sat}}|$, (fig. 4, segmentul BC). După aceea scăderea valorii medii a curentului de sarcină devine mult mai lentă (fig. 4, segmentul CD). La un curent de comandă foarte mare, unghiul de saturație atinge valoarea π, iar conform relației (11) acest curent se anulează (fig. 4, punctul D). Pe această porțiune, însă, curentul

de magnetizare nu mai poate fi neglijat în raport cu curentul de sarcină și prin urmare, el trebuie luat în considerație.

Pe această ultimă porțiune curentul de magnetizare este :

$$I_{\mu\text{med}} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_m R a_0^2}{R^2 a_0^2 + \omega^2 N_L^2} (1 - \cos \alpha_1) , \tag{12}$$

unde :

$$\cos \alpha_1 = \sqrt{1 - \frac{(\psi_0 - \psi_d)^2 (R^2 a_0^2 + \omega^2 N_L^2)}{U_m^2 N_L^2 R^2 a_0^4}} .$$

Relația (12) este reprezentată în fig. 4 de dreapta *OP*.

În acest caz valoarea medie a curentului de lucru, pe porțiunea *5—6*, este :

$$I_{L\,\text{med}} = I'_{L\,\text{med}} + I_{\mu\,\text{med}} . \tag{13}$$

Caracteristica de comandă astfel obținută este cea reprezentată în fig. 4 (segmentul *NM*). Se poate observa că pentru primele două porțiuni ale curbei de variație a curentului de comandă curentul de magnetizare este foarte mic, încît el poate fi ușor neglijat ; pe ultima porțiune, însă, influența lui este de așa natură, încît modifică panta caracteristicii. Astfel, pe această porțiune, curentul de lucru scade lent după segmentul *NM* pînă la valoarea sa minimă, (cînd $I'_{L\,\text{med}} = 0$), dată de relația :

$$N_0 I_{0\,\text{min}} = \frac{U_m \omega a_1 N_L^3}{R^2 a_0^2 + \omega^2 N_L^2} - \theta_d . \tag{14}$$

Apoi, la creșterea în continuare a curentului de comandă, curentul de lucru crește foarte încet, fiind egal cu curentul de magnetizare corespunzător miezului pe această porțiune (fig. 4, dreapta *MP*).

Mai uzuală însă și mai interesantă de interpretat este caracteristica de comandă în valori raportate. În acest caz valoarea medie a curentului de sarcină trebuie raportată la valoarea sa maximă, care se obține din relația (2), atunci cînd unghiul de saturație este nul :

$$I_{L\,\text{med max}} = \frac{U_{\text{med}} R a_0^2}{R^2 a_0^2 + \omega^2 N_L^2} . \tag{15}$$

Dacă se raportează curentul de comandă la I_{st} (fig. 2), respectiv I_{sat}, se obține, pentru caracteristica de comandă raportată, următoarea ecuație :

$$\frac{I_{L\,\text{med}}}{I_{L\,\text{med max}}} = \frac{1}{2}\left[1 + \frac{(R^2 a_1^2 + \omega^2 N_L^2)\,\theta_{st}}{U_m \omega N_L^3 a_0}\left(\frac{\theta_d}{\theta_{st}} - \frac{I_0}{I_{st}}\right)\right], \quad 0 \leqslant \left|\frac{I_0}{I_{st}}\right| \leqslant 1, \tag{16}$$

$$\frac{I_{L\,\text{med}}}{I_{L\,\text{med max}}} = \frac{1}{2}\left[1 + \frac{(R^2 a_1^2 + \omega^2 N_L^2)\theta_{st}}{U_m \omega N_L^3 a_1}\left(\frac{\theta_d}{\theta_{st}} - \frac{I_0}{I_{st}}\right)\right], \quad 1 \leqslant \left|\frac{I_0}{I_{st}}\right| \leqslant \left|\frac{I_{\text{sat}}}{I_{st}}\right| , \tag{17}$$

$$\frac{I_{L\,med}}{I_{L\,med\,max}} = \frac{1}{2}(1 - \cos\alpha_1) +$$

(18)

$$+ \frac{1}{2}\left[1 + \frac{(R^2a_1^2 + \omega^2N_L^2)\theta_{st}}{U_m\omega N_L^3 a_0}\left(-1 + \frac{\theta_a}{\theta_{st}} - \frac{I_0}{I_{st}} + \frac{I_{s\,t}}{I_{st}}\right)\right], \; |I_{sat}| \leqslant |I_0| \leqslant |I_{0\,min}|,$$

$$\frac{I_{L\,med}}{I_{L\,med\,max}} = \frac{1}{2}(1 - \cos\alpha_1), \; |I_0| \geqslant |I_{0\,min}| \,. \tag{19}$$

Deoarece acest amplificator magnetic funcţionează ca amplificator de curent, este interesant de determinat şi studiat coeficientul de amplificare în curent (sau solenaţie) a acestui dispozitiv. Definit ca pantă a caracteristicii de comandă, pe toate cele patru ramuri, coeficientul de amplificare în curent are următoarea expresie :

$$K_I = \frac{(R^2a_1^2 + \omega^2N_L^2)\,\theta_{st}}{U_m\omega N_L^3\, a_0}, \quad \left|\frac{I_0}{I_{st}}\right| \leqslant 1, \quad \left|\frac{I_0}{I_{sat}}\right| \geqslant 1, \tag{20}$$

$$K_I = \frac{(R^2a_1^2 + \omega^2N_L^2)\theta_{st}}{U_m\omega N_L^3\, a_0} \cdot \frac{a_0}{a_1}, \quad \left|\frac{I_0}{I_{st}}\right| \geqslant 1 \,. \tag{21}$$

Prin urmare, pe porţiunea *1—2*, cînd curentul de comandă variază între I_{st} şi I_{sat}, coeficientul de amplificare este mult mai mare decît pe celelalte ramuri ale caracteristicii de comandă. Dacă se defineşte raportul

$$\Gamma = \frac{a_0}{a_1} \tag{22}$$

drept coeficient de rectangularitate a ciclului de isterezis, atunci coeficientul de amplificare este cu atît mai ridicat cu cît coeficientul de rectangularitate este mai mare. Deci la un miez magnetic cu ciclul absolut rectangular, coeficientul de amplificare pe porţiunea utilă tinde spre valori nedeterminate, caracteristica de comandă reprezentînd aşa-numitul efect de releu.

Principalii factori de care poate depinde coeficientul de amplificare sînt rezistenţa ohmică a circuitului de lucru (R) şi valoarea maximă a tensiunii de alimentare a circuitului de lucru (U_m) ; totuşi influenţa exercitată de aceste mărimi nu este esenţială.

Dacă se scrie K_I sub forma:

$$K_I = \frac{(R^2a_1^2 + \omega^2N_L^2)\, I_{st}}{U_m\omega N_L^2 a_0}\, m \,, \qquad m = \frac{N_0}{N_L} \,, \tag{23}$$

se poate observa că raportul m influenţează sensibil valoarea coeficientului de amplificare şi anume, pentru valori mai ridicate ale coeficientului de transformare ($m > 1$), se pot obţine curenţi de lucru sensibil mai mari,

pentru o aceeași valoare a curentului de comandă, sau altfel spus, se poate obține același curent de lucru, dar la curenți de comandă sensibil mai mici (fig. 7). În consecință, pentru modificarea sensibilă a coeficientului de amplificare în curent se poate acționa fie asupra miezului, fie asupra numărului de spire a circuitului de comandă. În ultima variantă intră și posibilitatea de a crește numărul de spire de comandă printr-o reacție magnetică pozitivă suplimentară.

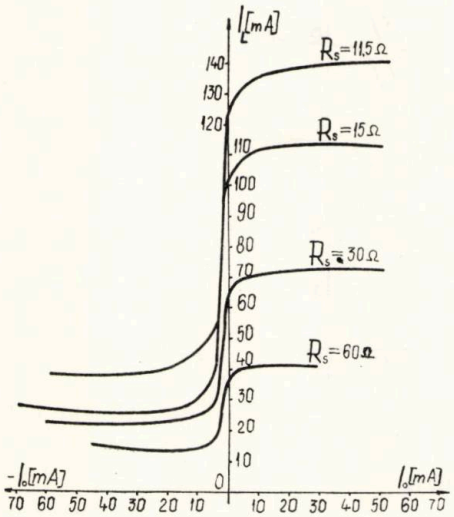


Fig. 5

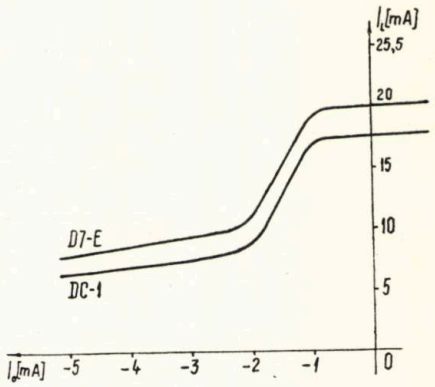


Fig. 6

Studiul coeficientului de amplificare, în raport cu diferitele mărimi ce intervin în expresia lui, nu este elucidant, deoarece caracteristica de comandă prezintă un curent la gol (minim) destul de important. Principalul factor care influențează poziția caracteristicii de comandă este rezistența R a circuitului de lucru, cu alte cuvinte, rezistența de sarcină R_s. Pentru valori crescătoare ale rezistenței de sarcină valoarea medie a curentului de sarcină, corespunzătoare cazului $I_0 = 0$, este tot mai redusă. Aceeași observație se poate face și relativ la valoarea minimă a curentului de sarcină. Deci caracteristica de comandă se deplasează în direcția ordonatelor pozitive, pe măsură ce rezistența de sarcină scade ; cu cît rezistența de sarcină este mai mică, aceleiași valori a curentului de comandă îi corespunde un curent de lucru, sensibil mai mare (fig. 5). Același efect poate fi obținut prin folosirea unor diode a căror rezistență directă este cît mai redusă (fig. 6).

O condiție de funcționare a dispozitivului este aceea ca tensiunea de alimentare a circuitului de lucru să fie capabilă să satureze bine miezul, în

absenţa oricărui semnal de comandă. Cu cît această tensiune este mai mare decît cea necesară saturării miezului, cu atît curentul de lucru creşte, pentru aceeaşi rezistenţă de sarcină şi acelaşi curent de comandă (fig. 7.)

Caracteristicile experimentale au fost trasate pentru un amplificator cu miez din Muniperm. Rezultatele experimentale atestă o bună concordanţă cu concluziile obţinute pe cale teoretică.

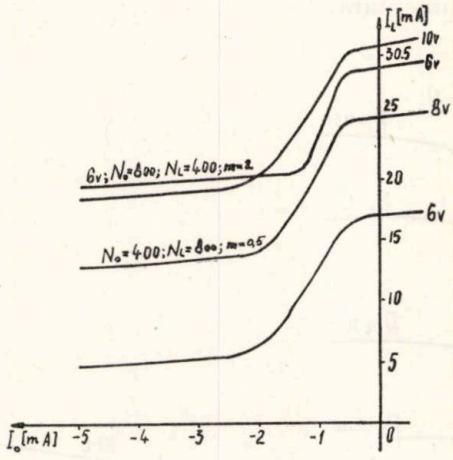


Fig. 7

3. Concluzii

1. Aproximarea ciclului de isterezis prin paralelogram permite ca concluziile teoretice să poată fi aplicabile oricărui miez magnetic cu ciclul apropiat mai mult sau mai puţin de forma rectangulară ; procedeul este, prin urmare, mai general.

2. Forma caracteristicii de comandă depinde esenţial de coeficientul de rectangularitate al miezului magnetic şi de raportul de transformare dintre spirele celor două înfăşurări.

3. Forma caracteristicii de comandă nu este influenţată de variaţia rezistenţei de sarcină şi nici de variaţia tensiunii de alimentare ; acestea produc numai o translare a caracteristicii, pe ordonată.

Primită la 5 mai 1972

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electrotehnică
şi măsuri electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Storm H. F., *Amplificateurs Magnétiques*, (trad. din l. engleză). Paris, 1960.
2. Розенблат М. А.., *Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники.* М., 1966.
3. Philippow E., *Nichtlineare Elektrotechnik*, Akad. Verlagsgesellschaft Geest & Portig, Leipzig, 1963.

4. Androne C., Haba P., *On the Theory of Selfsaturating Magnetic Amplifier.* **I.** *The Steady State of Magnetic Amplifier Element with Half-wave Output.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XVII (XXI), *1—2*, s. III, 35—44 (1971).

ON THE THEORY OF SELFSATURATING MAGNETIC AMPLIFIER
II. The Control Characteristic of the Amplifier Element with Half-wave Output

(Summary)

The equations of the control characteristic of the amplifier element with half-wave output, taking into account the magnetizing current on the last portion of the approximating parallelogramic histerezis loop and the expressions of the firing angle, are found. The current gain of the amplifier element is studied and it depends mainly on the rectangularity coefficient and the transformation ratio m. The shape of the control characteristic does not depend either on the load resistance or on the supply voltage. They only shift the characteristic upwards or downwards.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.314.25

POSIBILITATE DE OBȚINERE A UNUI SISTEM TRIFAZAT SIMETRIC DE TENSIUNI, UTILIZÎND UN CIRCUIT *RLC* SERIE INDUCTIV

DE

D. BĂRBULESCU și NONEL THIRER

1. Introducere

Pentru transformarea unei tensiuni monofazate într-un sistem trifazat simetric de tensiuni pot fi utilizate dispozitive statice bazate pe diferite scheme electrice, care conțin rezistențe și reactanțe [1]. Asemenea dispozitive funcționează corect la gol, putînd fi utilizate, spre exemplu, în circuite electronice de reglare sau comandă a unor receptoare trifazate [2].

În [3] a fost prezentat un asemenea dispozitiv, care are ca bază constructivă un circuit *RLC* serie capacitiv cu reactanțe semicompensate ; acesta este constituit dintr-o bobină de parametri X_L, r_L, o capacitate de reactanță $X_C = 2X_L$ și un rezistor de o rezistență $R = \frac{3}{\sqrt{2}} X_L - r_L$. Din analiza teoretică și verificarea experimentală a rezultat că, independent de factorul de calitate al bobinei, circuitul permite obținerea a două sisteme trifazate simetrice de tensiuni : unul de linie, celălalt de fază.

În cele ce urmează se analizează și se verifică experimental posibilitatea de realizare a unui dispozitiv static de transformare a unei tensiuni monofazate într-un sistem trifazat simetric de tensiuni, utilizînd un circuit *RLC* serie inductiv.

2. Principiul teoretic

În fig. 1 se reprezintă circuitul serie *RLC* utilizat, iar în fig. 2 diagrama fazorială a tensiunilor, admițînd curentul drept origine de fază.

Se poate demonstra că, pentru o anume frecvență, utilizînd o bobină caracterizată prin parametrii L și r, se pot alege parametrii circuitu-

ui, R, R' și C, astfel încît, aplicînd la bornele de intrare o tensiune monofazată U_1, să se obțină la ieșire un sistem trifazat simetric de tensiuni de linie și un sistem trifazat, totdeauna nesimetric, de tensiuni de fază.

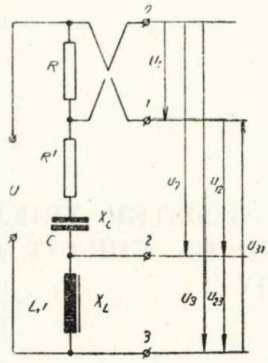


Fig. 1

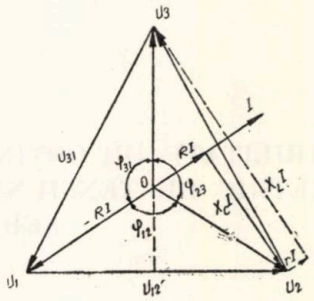


Fig. 2

În adevăr, datorită rezistenței inerente a bobinei și căderii de tensiune corespunzătoare, în cazul circuitului inductiv nu se poate obține un sistem simetric de tensiuni de fază, deoarece dacă se obțin tensiuni de fază de valori efective egale ($U_1 = U_2 = U_3$), unghiurile de defazaj dintre acestea rezultă inegale, iar dacă se obțin unghiuri de defazaj egale, valorile efective ale tensiunilor de fază sînt diferite.

În cazul, însă, în care se obțin valori efective ale tensiunilor de linie egale, acestea formează totdeauna un sistem simetric, deoarece sînt totodată succesiv defazate între ele cu 120°, în timp ce tensiunile de fază formează un sistem cu atît mai nesimetric cu cît factorul de calitate al bobinei este de valoare mai redusă.

În practică interesează cazul care permite obținerea unui sistem simetric de tensiuni. Pornind de la parametrii bobinei, X_L, r, se pot obține relații de calcul ale parametrilor circuitului R, R', X_C, care permit realizarea sistemului trifazat simetric de tensiuni de linie, impunînd condițiile :

$$U_{12} = U_{23} = U_{31} \tag{1}$$

și

$$U_1 = U_2, \tag{2}$$

pe baza cărora se pot scrie relațiile (conforme cu fig. 2) :

$$(R+R')^2+X_C^2 = r^2+X_L^2 = (R+R'+r)^2+(X_L-X_C)^2, \quad R^2 = R'^2+X_C^2. \tag{3}$$

Egalitățile (3) constituie un sistem de trei ecuații, în care necunoscutele sînt parametrii R, R' și X_C.

Rezolvînd sistemul se determină relațiile de calcul ale celor trei parametri ai circuitului, în funcție de cei ai bobinei, relații care sînt indicate în tabelul 1 (rîndurile 1, 2 și 3). În același tabel sînt prezentate și relațiile care permit determinarea valorilor efective ale tensiunilor de fază U_1, U_2, U_3, funcție de valoarea efectivă a tensiunea aplicată U (rîndurile 4 și 5) și a unghiului de defazaj φ_{12} dintre tensiunile de fază $\underline{U}_1$ și $\underline{U}_2$ (rîndul 6) [1]).

Tabelul 1

Relații de calcul ale parametrilor R, R', X_C

Nr. crt.	Mărimea	Relații de calcul			
		exacte		simplificate	caz ideal
		funcție de Z, X_L, r $\left(Z=\sqrt{X_L^2+r_2}\right)$	funcție de X_L, Q $(Q=X_L/r)$	cazul $Q>10$ $(Q_2 \gg 1)$	$Q=\infty$ $(r=0)$
1	R	$\dfrac{Z^2}{\sqrt{3}\,X_L-r}$	$\dfrac{Q^2+1}{Q(\sqrt{3}Q-1)}X_L$	$\dfrac{Q}{\sqrt{3}Q-1}X_L$	$\dfrac{X_L}{\sqrt{3}}$
2	R'	$\dfrac{\sqrt{3}\,X_L-r}{2}-\dfrac{Z^2}{\sqrt{3}X-r}$	$\dfrac{Q^2-2\sqrt{3}Q-1}{2Q(\sqrt{3}Q-1)}X_L$	$\dfrac{Q-2\sqrt{3}}{2(\sqrt{3}Q-1)}X$	$\dfrac{1}{2}\cdot\dfrac{X_L}{\sqrt{3}}$
3	X_C	$\dfrac{1}{2}(X+\sqrt{3}r)$	$\dfrac{1}{2}\left(1+\dfrac{\sqrt{3}}{Q}\right)X_L$	–	$\dfrac{X_L}{2}$
4	$U_1=U_2$	$\dfrac{Z}{\sqrt{3}\,X_L-r}U$	$\dfrac{\sqrt{Q^2+1}}{\sqrt{3}Q-1}U$	$\dfrac{Q}{\sqrt{3}Q-1}$	$\dfrac{U}{\sqrt{3}}$
5	U_3	$\dfrac{X_L-\sqrt{3}r}{\sqrt{3}\,X_L-r}U$	$\dfrac{Q-\sqrt{3}}{\sqrt{3}Q-1}U$	–	$\dfrac{U}{\sqrt{3}}$
6	$\sin\dfrac{\varphi_{12}}{2}$	$\dfrac{\sqrt{3}\,X_L-r}{2Z}$	$\dfrac{\sqrt{3}Q-1}{2\sqrt{Q^2+1}}$	$\dfrac{\sqrt{3}Q-1}{2Q}$	$\dfrac{\sqrt{3}}{2}$

Pentru fiecare dintre mărimile din coloana 1 sînt indicate relații exacte de calcul, atît funcție de impedanța bobinei Z și componentele ei X_L, r (coloana 2), cît și funcție de reactanța bobinei X_L și factorul ei de calitate $Q = X_L/r$ (coloana 3).

[1]) Celelalte unghiuri de defazaj rezultă din relația de legătură evidentă :

$$\varphi_{23} = \varphi_{31} = \frac{360^\circ - \varphi_{12}}{2}.$$

În coloana 4 se prezintă, pentru aceleași mărimi, relații simplificate de calcul, valabile pentru cazurile $Q \geqslant 10$, ($Q^2 \gg 1$), frecvent întîlnite în practică.

În coloana 5 sînt date relații de calcul pentru un circuit cu boibna ideală ($r = 0$, $Q = \infty$), care, după cum ușor se poate observa, se reduce la un circuit serie inductiv cu reactanțe semicompensate ($X_C = X_L/2$); circuitul ideal furnizează la ieșire două sisteme trifazate simetrice de tensiuni, de linie și de fază, avînd raportul valorilor efective egal cu $\sqrt{3}$.

Deoarece valorile parametrilor circuitului, valorile efective ale tensiunilor de fază și valorile defazajelor acestora depind de factorul de calitate al bobinei, în tabelul 2 se prezintă valorile calculate ale mărimilor raportate și la unghiurile de defazaj dintre tensiunile de fază, funcție de cîteva valori ale factorului de calitate menționat. Valorile absolute ale parametrilor circuitului (R, R', X_C) se obțin multiplicînd cu X_L valorile raportate indicate în rîndurile 1, 2 și 3; valorile absolute ale tensiunilor de fază se obțin multiplicînd cu U (tensiunea aplicată) valorile raportate, indicate în rîndurile 4 și 5, iar valorile unghiurilor de defazaj se citesc direct in rîndurile 7 și 8.

Tabelul 2

Valorile calculate ale mărimilor raportate și unghiurilor de defazaj dintre tensiunile de fază

Nr. crt.	Mărimi raportate și unghiuri de defazaj	Valorile mărimilor raportate și ale unghiurilor de defazaj, funcție de valoarea factorului de calitate						
		$Q = 5$	$Q = 10$	$Q = 20$	$Q = 35$	$Q = 50$	$Q = 100$	$Q = \infty$
1	R/X_L	0,68	0,62	0,596	0,587	0,585	0,582	0,578
2	R'/X_L	0,087	0,197	0,242	0,264	0,269	0,277	0,289
3	X_C/X_L	0,674	0,587	0,543	0,525	0,517	0,509	0,5
4	$U_1/U = U_2/U$	0,667	0,62	0,596	0,587	0,585	0,582	0,578
5	U_3/U	0,428	0,507	0,544	0,559	0,564	0,572	0,578
6	$\sin(\varphi_{12}/2)$	0,75	0,815	0,84	0,85	0,855	0,86	0,866
7	φ_{12}	97°20′	109°20′	114°20′	116°20′	117°40′	118°40′	120°
8	$\varphi_{23} = \varphi_{31}$	131°20′	125°20′	122°50′	121°50′	121°10′	120°40′	120°

3. Abaterea de la simetrie a sistemului de tensiuni de fază

Nesimetria sistemului de tensiuni de fază poate fi pusă în evidență de abaterea valorilor tensiunilor de fază ale sistemului real față de cele corespunzătoare sistemului simetric (ideal) și de abaterile defazajelor tensiunilor de fază față de unghiul de 120°.

Alegînd drept referință tensiunea de fază a sistemului simetric (ideal), notată cu U_s, raportul dintre tensiunile de fază ale sistemului real și ale celui ideal se exprimă prin :

$$k_{U_i} = \frac{U_i}{U_s}, \qquad (i = 1,\ 2,\ 3). \tag{4}$$

Ținînd seama că $U_s = U/\sqrt{3}$ și utilizînd relațiile din tabelul 1 (rîndurile 2 și 3), se deduc expresiile rapoartelor celor trei tensiuni de fază, în cazurile $Q \geqslant 10$:

$$k_{U_1} = \frac{U_1}{U_s} = \frac{\sqrt{3}Q}{\sqrt{3}Q - 1} > 1,\quad k_{U_2} = \frac{U_2}{U_s} = k_{U_1},\quad k_{U_3} = \frac{U_3}{U_s} = \frac{\sqrt{3}Q - 3}{\sqrt{3}Q - 1} < 1. \tag{5}$$

Abaterea relativă a valorilor efective ale tensiunilor de fază, față de cea corespunzătoare sistemului simetric, se determină cu relațiile:

$$\varepsilon_{U_i} = \frac{U_i - U_s}{U_s}, \tag{6}$$

sau, introducînd (4), rezultă :

$$\varepsilon_{U_i} = k_{U_i} - 1, \tag{7}$$

și în procente :

$$\varepsilon_{U_i} = 100(k_{U_i} - 1),\quad [\%]. \tag{7'}$$

Pentru cazurile $Q \geqslant 10$, se deduc expresiile abaterilor relative ale valorilor efective ale celor trei tensiuni de fază :

$$\varepsilon_{U_1} = \frac{1}{\sqrt{3}Q - 1}, \qquad \varepsilon_{U_2} = \varepsilon_{U_1}, \qquad \varepsilon_{U_3} = -\frac{2}{\sqrt{3}Q - 1}. \tag{8}$$

Din (8) rezultă :

$$|\,\varepsilon_{U_3}\,| = 2\,|\,\varepsilon_{U_1}\,|. \tag{9}$$

Prin urmare, a baterea valorii efective a tensiunii de fază U_3, față de valoarea efectivă a tensiunii de referință, este totdeauna mai mare (în valoare absolută), și anume de două ori mai mare decît aceea a tensiunilor U_1 și U_2.

Relaţiile (8) permit determinarea factorului de calitate al bobinei, necesar pentru a realiza un dispozitiv caracterizat printr-o diferenţă impusă a valorilor efective ale tensiunilor de fază. Considerînd cazul cel mai defavorabil, acela al tensiunii U_3, se deduce :

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}}\left(1 + \frac{2}{|\varepsilon_{U_3}|}\right). \tag{10}$$

Spre exemplu, admiţînd o abatere a valorii efective a tensiunii de fază U_3, de la cea de referinţă, sub 5% ($|\varepsilon_{U_3}| \leqslant 0{,}05$), rezultă că este necesară o bobină cu un factor de calitate $Q \geqslant 24$. Se poate conchide că, utilizînd bobine cu factor de calitate suficient de ridicat, se obţin tensiuni de fază de valori efective satisfăcător de apropiate.

Abaterile valorilor efective ale tensiunilor de fază faţă de tensiunea de referinţă, pentru diverse valori ale factorului de calitate al bobinei, sînt prezentate în tabelul 3; în rîndurile 1 şi 2 sînt indicate rapoartele dintre valorile efective ale tensiunilor de fază şi tensiunea de referinţă, iar în rîndurile 3 şi 4, valorile relative procentuale ale abaterilor menţionate mai sus.

Tabelul 3

Abaterile valorilor efective ale tensiunilor de fază faţă de tensiunea de referinţă

k_U, ε_U \ Q	5	10	20	35	50	100	∞
$k_{U_1} = k_{U_2}$	1,13	1,06	1,03	1,016	1,011	1,006	1
k_{U_3}	0,74	0,88	0,94	0,968	0,98	0,99	1
$\varepsilon_{U_1} = \varepsilon_{U_2}$ [%]	13,11	6,15	2,98	1,68	1,17	0,58	0
ε_{U_3} [%]	− 26,2	− 12,3	− 5,96	− 3,36	− 2,34	− 1,16	0

În fig. 3 se reprezintă graficul de variaţie a abaterilor valorilor efective ale tensiunilor de fază funcţie de factorul de calitate.

Din datele tabelului 3, ca şi din graficul din fig. 3, rezultă că abaterile valorilor efective ale tensiunilor de fază rămîn sub 3,5% (U_3) şi, respectiv, sub 1,7% (U_1 şi U_2), pentru bobine cu $Q \geqslant 35$.

Alergînd drept referință unghiul de 120° se pot calcula abaterile absolute ale unghiurilor de defazaj φ_{12}, φ_{23}, φ_{31}, cu relațiile :

$$(11) \qquad \Delta\varphi_{12} = \varphi_{12} - 120°, \qquad \Delta\varphi_{23} = \varphi_{23} - 120°, \qquad \Delta\varphi_{31} = \Delta\varphi_{23},$$

sau abaterile unghiulare relative, cu relațiile :

$$(12) \qquad \varepsilon_{\varphi_{12}} = \frac{\varphi_{12} - 120°}{120°}, \qquad \varepsilon_{\varphi_{23}} = \frac{\varphi_{23} - 120°}{120°}, \qquad \varepsilon_{\varphi_{31}} = \varepsilon_{\varphi_{23}}.$$

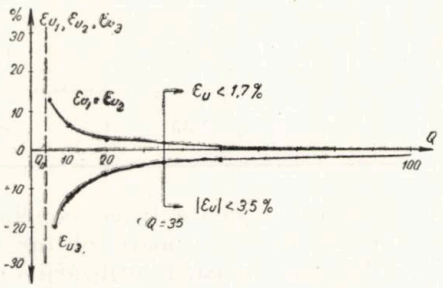


Fig. 3

Ținînd seama că $\varphi_{23} = (360° - \varphi_{12})/2$, rezultă :

$$(13) \qquad \varepsilon_{\varphi_{23}} = \varepsilon_{\varphi_{31}} = -\frac{1}{2}\varepsilon_{\varphi_{12}}$$

și deci :

$$(14) \qquad |\varepsilon_{\varphi_{12}}| = 2\,|\varepsilon_{\varphi_{23}}|.$$

Deoarece totdeauna $\varphi_{12} < 120°$ și $\varepsilon_{\varphi_{12}} < 0$, abaterile relative ale defazajelor $\varepsilon_{\varphi_{23}} = \varepsilon_{\varphi_{31}}$ sînt totdeauna pozitive. Din (14) rezultă că abaterea defazajului φ_{12} în raport cu 120° este totdeauna mai mare (în valoare absolută), anume de două ori decît fiecare din abaterile celorlalte două defazaje (φ_{23}, φ_{31}).

Abaterile defazajelor față de 120° sînt prezentate în tabelul 4, pentru diverse valori ale factorului de calitate al bobinei : în rîndurile 1 și 2 în valori absolute (în grade), iar în rîndurile 3 și 4 în valori relative (procentuale).

În fig. 4 se reprezintă graficul de variație a abaterilor unghiului de defazaj, funcție de factorul de calitate.

Din datele tabelului 4, ca și din graficul reprezentat în fig. 4, rezultă că abaterile unghiulare față de 120° sînt sub 3% (φ_{12}) și respectiv sub 1,5% ($\varphi_{23} = \varphi_{31}$), pentru bobine cu $Q \geqslant 35$.

Tabelul 4

Abaterile defazajelor faţă de 120°

$\Delta\varphi$, $\varepsilon\varphi$ \ Q	5	10	20	35	50	100	∞
$\Delta\varphi_{12}$	− 22°40′	− 10°40′	− 5°40′	− 3°40′	− 2°50′	− 1°20′	0
$\Delta\varphi_{23}=\Delta\varphi_{31}$	11°20′	5°20′	2°50′	1°50′	1°10′	0°40′	0
$\varepsilon_{\varphi_{12}}$ [%]	− 18,9	− 8,9	− 4,7	− 3,0	− 1,95	− 1,1	0
$\varepsilon_{\varphi_{23}}=\varepsilon_{\varphi_{31}}$ [%]	9,45	4,45	2,35	1,5	0,975	0,75	0

Din cele arătate mai sus se poate trage concluzia că, pe lîngă sistemul simetric de tensiuni de linie, se poate obţine un sistem aproximativ simetric de tensiuni de fază, în cazul utilizării unor bobine cu factor de calitate ridicat ($Q \geqslant 35$).

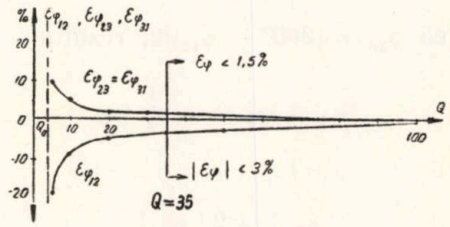


Fig. 4

4. Caz particular

Circuitul serie inductiv poate fi utilizat în scopul propus numai dacă bobina este caracterizată printr-un factor de calitate $Q \geqslant 2 + \sqrt{3}$, deoarece, pentru valori mai mici se obţin valori negative pentru rezistenţa R' (tabelul 1, coloana 3).

Cazul limită este acela în care se utilizează o bobină caracterizată prin factorul de calitate $Q_0 = 2 + \sqrt{3} = 3{,}73$. În acest caz, parametrii circuitului devin :

$$(15) \qquad R' = 0, \qquad R = \frac{2}{1+\sqrt{3}} X_L, \qquad X_C = \frac{1+\sqrt{3}}{2+\sqrt{3}} X_L .$$

Rezultă :

$$X_C = R = 0{,}732\, X_L. \tag{16}$$

Unghiul de defazaj dintre tensiunile de fază $U_1 = U_2$ se deduce din egalitatea :

$$\sin\frac{\varphi_{12}}{2} = \frac{\sqrt{3}\,Q_0 - 1}{2\sqrt{Q_0^2+1}} = \frac{1+\sqrt{3}}{2\sqrt{2}+\sqrt{3}} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

rezultînd :

$$\varphi_{12} = 90°. \tag{17}$$

Așadar, cele două tensiuni, U_1 și U_2, sînt egale în valori efective (16) și defazate în cuadratură (17). Prin urmare, în acest caz se obține, pe lîngă un sistem trifazat simetric de tensiuni de linie, și un sistem bifazat de tensiuni de fază.

În fig. 5 se reprezintă schema electrică a circuitului descris, iar în fig. 6 diagrama fazorială a tensiunilor.

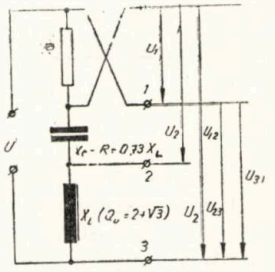


Fig. 5

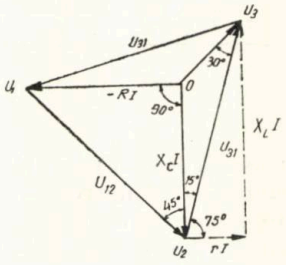


Fig. 6

5. Verificări experimentale

S-au realizat trei circuite, utilizînd trei bobine diferite, avînd parametrii (L, r, Q) indicați în tabelul 5. Pentru obținerea unor factori de calitate de valori ridicate s-au utilizat bobine cu miez feromagnetic cu întrefier, prezența acestuia fiind necesară pentru liniarizarea circuitului, în scopul asigurării formei sinusoidale a tuturor tensiunilor de ieșire. În funcție de parametrii bobinei s-au calculat parametrii circuitului (R, R', X_C) cu relațiile indicate în tabelul 1.

Măsurarea valorilor efective ale tensiunilor s-a efectuat cu ajutorul unui voltmetru (avînd impedența internă de 16 kΩ/V), iar defazajele au fost urmărite pe un osciloscop cu două canale.

Rezultatele experimentale, indicate în tabelul 5, confirmă pe deplin posibilitatea folosirii circuitului *RLC* serie inductiv în scopul obți-

nerii unui sistem trifazat simetric de de tensiuni de linie, precum şi importanţa pe care o prezintă factorul de calitate ridicat al bobinei, pentru simetria sistemului de tensiuni de fază

Tabelul 5

Rezultate experimentale

Circuitul	Parametrii bobinei			Parametrii calculaţi			Tensiuni de linie			Tensiuni de fază				Rapoarte $\frac{k_{U_1}}{k_{U_2}}$	
	L	r	Q	R	R'	C	U_{12}	U_{23}	U_{31}	U_1	U_2	U_3	U_s	calculat	obţinut
	H	Ω		Ω	Ω	μF	V	V	V	V	V	V	V		
1	4,53	147	9,7	884	276	3,78	14,2	14,4	14,3	8,78	8,75	7,08	8,27	1,064 / 0,87	1,061 / 0,855
2	12,62	233	17,05	2 380	946	1,43	15,6	15,6	15,6	9,35	9,35	8,35	9,03	1,035 / 0,93	0,135 / 0,925
3	21	285	23,15	3 875	1 620	0,923	13,3	13,3	13,3	7,85	7,85	7,32	7,7	1,026 / 0,948	1,02 / 0,95

6. Influenţa frecvenţei

Tensiunea la intrare fiind constantă, la variaţia frecvenţei se modifică reactanţa inductivă precum şi cea capacitivă a circuitului, ceea ce atrage după sine modificarea tensiunilor de la ieşire. Calculînd derivatele tensiunilor în raport cu pulsaţia (frecvenţa), se determină expresiile abaterilor relative transmise asupra tensiunilor nominale de la ieşire, rezultînd : a) pentru tensiunile de linie :

$$(18)\quad \frac{dU_{12}}{U_{12}} = -\frac{X_L^2}{Z_t^2}\cdot\frac{df}{f},\ (X_L < Z_t),\quad \frac{dU_{23}}{U_{23}} = \frac{X_C^2}{Z_t^2}\cdot\frac{df}{f},\ (X_C < Z_t),\quad \frac{dU_{31}}{U_{31}} = 0;$$

b) pentru tensiunile de fază :

$$(19)\quad \frac{dU_1}{U_1} = -\frac{X_L^2 - X_C^2}{Z_t^2}\cdot\frac{df}{f},\quad \frac{dU_2}{U_2} = -\left(\frac{X_C^2}{Z_2^2} + \frac{X_L^2 - X_C^2}{Z_t^2}\right)\frac{df}{f},$$
$$\frac{dU_3}{U_3} = (X_L^2 - X_C^2)\,\frac{Z_t^2 - Z_3^2}{Z_t^2 Z_3^2}\cdot\frac{df}{f},$$

unde: $Z_t^2=(R+R'+r)^2+(X_L-X_C)^2$, $Z_2^2=R'^2+X_C^2$, $Z_3^2=(R'+r)^2+(X_L-X_C)^2$.

În cazul circuitului ideal ($r=0$, $X_C=X_L/2$, $R=X_L/\sqrt{3}$, $R'=R/2$) abaterile relative ale tensiunilor la variaţia frecvenţei rezultă a fi:

$$(20) \qquad \frac{dU_{12}}{U_{12}} = -\frac{df}{f}, \quad \frac{dU_{23}}{U_{23}} = \frac{1}{4}\cdot\frac{df}{f}, \quad \frac{dU_{31}}{U_{31}} = 0$$

și

$$(21) \qquad \frac{dU_1}{U_1} = -\frac{3}{4}\cdot\frac{df}{f}, \quad \frac{dU_2}{U_2} = -\frac{3}{2}\cdot\frac{df}{f}, \quad \frac{dU_3}{U_3} = \frac{3}{2}\cdot\frac{df}{f}.$$

Analizînd dependența de frecvență a tensiunilor de ieșire, se constată că tensiunile de linie sînt relativ puțin afectate de variații mici ale frecvenței; cea mai mare abatere relativă o prezintă tensiunea U_{12}, a cărei valoare este de același ordin de mărime cu aceea a variației relative a frecvenței. Tensiunile de fază sînt în mai mare măsură influențate de variațiile frecvenței, cele mai mari abateri de la valoarea nominală înregistrîndu-le tensiunile U_2 și U_3.

7. Concluzii

1. Circuitul *RLC* serie inductiv poate servi la realizarea unui dispozitiv de transformare statică a unei tensiuni monofazate într-un sistem trifazat de tensiuni, dacă factorul de calitate al bobinei utilizate satisface inegalitatea $Q \geqslant 2 + \sqrt{3}$.

2. Dispozitivul realizat asigură existența a două sisteme trifazate de tensiuni la ieșire și anume: a) un sistem trifazat simetric de tensiuni de linie, egale cu tensiunea de la intrare; b) un sistem trifazat de tensiuni de fază ($U_1 = U_2 > U_3$), al cărui grad de nesimetrie este funcție de factorul de calitate al bobinei; sistemul tensiunilor de fază devine practic cvasisimetric în cazul utilizării unor bobine cu factor de calitate $Q \geqslant 35$.

3. Dispozitivul realizat cu o bobină caracterizată prin factorul de calitate limită $Q_0 = 2 + \sqrt{3}$ permite obținerea la ieșire atît a unui sistem trifazat simetric de tensiuni de linie cît și a unui sistem bifazat de tensiuni de fază (tensiuni egale și în cuadratură).

4. Variația frecvenței sursei de alimentare atrage după sine modificări relative de cel mult același ordin de mărime, ale tensiunilor de linie.

5. În comparație cu alte scheme similare, circuitul *RLC* serie inductiv prezintă avantajul unui număr redus de elemente de circuit.

Primită la 20 ianuarie 1972

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electrotehnică
și măsuri electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Neiman L. R., Kalantarov P. L., *Bazele teoretice ale electrotehnicii*, (trad. din l. rusă). Vol. II, EES, Buc., 200, 1955,
2. Strnad I., *Electronica tehnică*, (trad. din l. cehă). Ed. Tehn., Buc., 270, 1959.
3. Bărbulescu D., *Transformarea statică a numărului de faze mono – trifazată cu ajutorul unui circuit serie capacitiv cu inductanțe semicompensate.* Bul. Inst. polit. Iași, XVII (XII), *1 – 2*, s. III 65 – 71 (1972).

SUR LA POSSIBILITÉ D'OBTENIR UN SYSTÈME TRIPHASÉ SYMÉTRIQUE DE TENSIONS, EN UTILISANT UN CIRCUIT *RLC* SÉRIE INDUCTIF

(Résumé)

On analyse les conditions dans lesquelles un circuit série inductif *RLC* permet d'obtenir deux systèmes triphasés de tensions, dont l'un est toujours symétrique et l'autre nonsymétrique, le grade d'asymétrie de celui-ci en dépendant du facteur de qualité de la bobine qui constitue l'un des éléments du circuit.

On a étudié encore le cas particulier, caracterisé par la valeur limite du facteur de qualité de la bobine $Q_0 = 2 + \sqrt{3}$, qui permet d'obtenir un système triphasé symétrique et un système biphasé de tensions.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.317.734

O SCHEMĂ PERMIȚÎND MICȘORAREA REZISTENȚEI DE IEȘIRE LA CONVERTORUL MEGOHMMETRULUI ROMÂNESC DE 2 500 V

DE

M. ANTONIU

1. Introducere

La megohmmetrul românesc de 2 500 V, cunoscut sub denumirea prescurtată de MT-25 [1], tensiunea înaltă continuă este furnizată de către un convertor tranzistorizat alimentat cu baterii uscate, sistem ce tinde să se generalizeze în ultimul timp [2].

Din motive legate de pierderile capacitive în transformator, între acesta din urmă și circuitul de măsură al megohmmetrului se interpune un multiplicator de tensiune [3] cu patru trepte. Acest multiplicator are, însă, o rezistență de ieșire mare și care crește aproximativ cu cubul numărului de trepte, ceea ce are drept efect o caracteristică de sarcină pronunțat căzătoare precum și necesitatea supradimensionării numărului de spire în secundarul transformatorului.

Pentru eliminarea acestor inconveniente, în lucrarea de față se propune următoarea soluție : la transformatorul ridicător se prevăd două înfășurări secundare identice, fiecare din ele conectată la cîte un dublor de tensiune, ambele dubloare fiind legate în serie. Soluția prezintă avantajul că rezistența la ieșire a multiplicatorului se micșorează de 2...3 ori față de vechea schemă, dar și dezavantajul că necesită două înfășurări secundare în loc de una singură.

2. Critica schemei convertorului utilizat la MT-25

Schema de principiu a convertorului utilizat la MT-25, cu modificările propuse în [4], este arătată în fig. 1, unde Y este invertorul tranzistorizat, în contra-timp, T — transformatorul ridicător iar diodele D_1, ..., D_4 împreună cu condensatoarele C_1,..., C_4 — fiecare de aceeași capacitate — constituie redresorul multiplicator de tensiune care produce la ieșire tensiunea înaltă continuă U, necesară alimentării blocului de măsură M.

Principalele relaţii care descriu funcţionarea unui multiplicator de tensiune sînt următoarele [3] :

(1) $U_2 \approx mU_B$, (2) $E \approx nU_2$,

(3) $\frac{\Delta E}{E} = \frac{1}{fCR_M}\left(\frac{2n^3}{3} + \frac{n^2}{2} - \frac{n}{6}\right)$, (4) $\frac{\delta E}{E} = \frac{n(n+1)}{2fCR_M}$,

în care m este raportul de transformare al transformatorului, E — tensiunea de ieşire la gol din multiplicator, n — numărul de trepte al acestuia, $\Delta E/E$ — căderea de tensiune în multiplicator de la gol la sarcină, $\delta E/E$ — pulsaţia (factorul de ondulare al) tensiunii E, f—frecvenţa de lucru a invertorului, R_M — rezistenţa de intrare în blocul de măsură, iar

(5) $$C = C_1 = ... = C_4 .$$

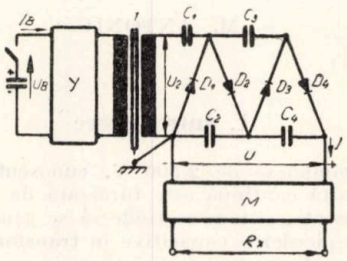


Fig. 1

Plecînd de la relaţiile (3) şi (4) se găseşte că rezistenţa de ieşire a multiplicatorului este dată de relaţia

(6) $$R_i = \frac{4n^3 + 6n^2 + 2n}{6fC} ,$$

care arată că această rezistenţă creşte foarte rapid cu n şi că are o valoare mare ; de exemplu la MT-25, unde $n = 4$, $f = 500$ Hz, $C_1 = C_2 = ...$ $... = C_8 = 0{,}005$ μF, $R_i = 24$ MΩ.

O valoare atît de mare a rezistenţei R_i are drept efect o curbă de sarcină $U(R_x)$ pronunţat căzătoare precum şi necesitatea unei importante suplimentări a numărului de spire din secundarul transformatorului T, aşa după cum rezultă din relaţia :

(7) $$U = nU_2 - R_iI.$$

De exemplu, în cazul citat, la $I = 50$ μA se produce o cădere de tensiune de 1 200 V, pentru compensarea căreia este necesar a creşte raportul de transformare (m) cu circa 40% faţă de cel care rezultă din (1).

Analiza efectuată mai sus arată că cerințele față de numărul de trepte n sînt contradictorii : pe de o parte trebuie să fie mare pentru a reduce pierderile capacitive :

$$P_c = 2\pi f U_2^2 C_p \tag{8}$$

din înfășurarea secundară a transformatorului (C_p — capacitatea parazită a înfășurării respective), iar pe de alta trebuie să fie cît mai mic pentru că R_i crește aproximativ cu cubul acestuia. Această contradicție impune realizarea unui compromis cît mai judicios între cerințele menționate.

O altă posibilitate de micșorare a lui R_i o constituie creșterea parametrilor f și C ; însă, asupra primului parametru nu se poate acționa deoarece f este limitat superior de calitatea miezului magnetic precum și de P_c iar C, deocamdată, nu poate fi crescut din cauza gabaritului cutiei și condensatoarelor utilizate în prezent la MT-25.

Prin urmare, în condițiile păstrării structurii actuale a aparatului, singura posibilitate de micșorare a rezistenței R_i pare a fi reducerea numărului de trepte alimentate de aceeași înfășurare, de la $n=4$ la $n=2$ — soluție analizată în cele ce urmează.

3. Prezentarea noii scheme

Pentru reducerea lui n de la 4 la 2, cu menținerea valorilor inițiale ale tensiunilor U și U_2, este necesar ca pe transformatorul T să existe două înfășurări secundare identice, fiecare din ele fiind conectate la cîte un multiplicator cu două trepte — dublor de tensiune mono- sau bialternantă — ambele multiplicatoare fiind legate în serie pentru a furniza tensiunea U (fig. 2 și 6).

3.1. Varianta cu dubloare de tensiune monoalternantă

Schema acestei variante este arătată în fig. 2, unde notațiile au semnificația din fig. 1. Notînd cu R_i rezistența de ieșire între punctele a și b și utilizînd (6), după un calcul simplu se obține $R_i/R_i' = 3$, ceea ce arată că această variantă a noii scheme permite reducerea rezistenței de ieșire la mai puțin de jumătate din cea a schemei inițiale (fig. 1). Într-adevăr, pentru valorile lui f și C menționate mai sus, rezultă $R_i' = 8$ MΩ.

De asemenea, comparînd — prin intermediul relației (4) — pulsațiile tensiunilor de ieșire, se găsește că în cazul fig. 2 pulsația menționată este de 1,67 ori mai mică decît în cazul schemei inițiale — avantaj important pentru megohmmetre, unde tensiunea din circuitul de măsură trebuie să fie cît mai uniformă.

În fine, examinînd schema din fig. 2, se observă că numai una din înfășurările secundare (cea inferioară), poate fi conectată cu un punct la masă, ceea ce constituie un dezavantaj întrucît necesită întărirea izolației

față de masă a celei de a doua înfășurări secundare. Totuși, această problemă se rezolvă ușor dacă izolația menționată se execută nu cu pînză uleiată de 0,1 mm, ci cu folie de polietilentereftalat (hostafan) de 0,05 mm grosime.

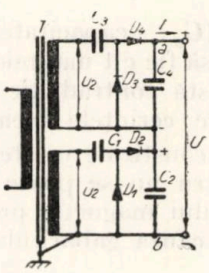


Fig. 2

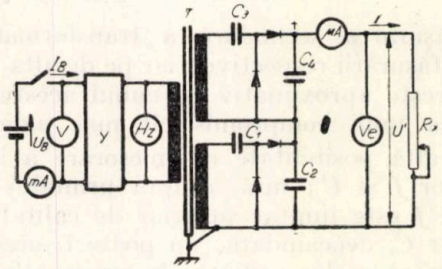


Fig. 3

Verificări experimentale

În acest scop s-a folosit un convertor de la un aparat MT-15 de fabricație recentă (IRME, Sibiu, 1971), avînd multiplicatorul de tensiune echipat cu diode BY 127 (două cîte două legate în serie) și condensatoare cu hîrtie metalizată de 0,01 μF și 1 000 V (două cîte două legate în serie). Toate încercările au fost efectuate la $U_B = 8{,}2$ V = const. și blocul de măsură, M, deconectat (rezistența R_x, montată la ieșirea din multiplicatorul de tensiune).

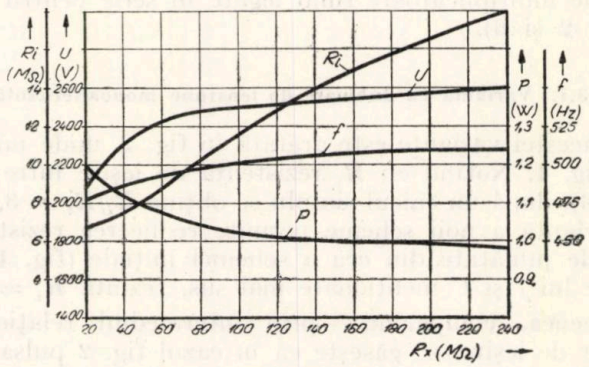


Fig. 4

Schema instalației experimentale este arătată în fig. 3, unde Hz este un frecvențmetru electronic, μA — microampermetru magnetoelectric, V_e — voltmetru electrostatic, V și mA — voltmetru și respectiv miliampermetru magnetoelectric, toate din clasa 1,5.

Pentru a avea termeni de comparație s-au trasat mai întîi curbele $R_i(R_x)$, $U(R_x)$, $f(R_x)$ și $P(R_x)$ — unde $P = U_B I_B$ este puterea absorbită de la sursa primară — pentru schema din fig. 1, curbe care sînt reproduse în fig. 4. Se observă că rezistența R_i nu este constantă ci crește cu R_x.

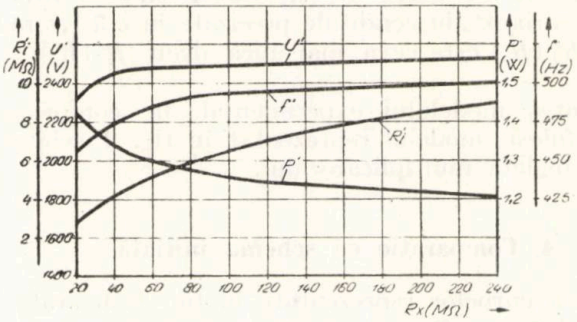


Fig. 5

Apoi, s-a rebobinat secundarul transformatorului T cu $2 \times 3\,200$ spire, în loc de $1 \times 4\,400$ spire, utilizînd același tip de conductor (CuEm 0,07 mm) și s-au modificat conexiunile la regleta multiplicatorului de tensiune, conform cu schema din fig. 2. După aceasta, s-au ridicat curbele $U'(R_x)$, $f'(R_x)$, $R_i'(R_x)$ și $P'(R_x)$, în condițiile specificate mai înainte ; aceste curbe sînt redate în fig. 5. Se observă că $U'(R_x)$ este mai puțin căzătoare decît $U(R_x)$.

3.2. Varianta cu dubloare de tensiune bialternantă

Schema electrică a acestei variante este reprezentată în fig. 6, unde notațiile au semnificația celor din fig. 1.

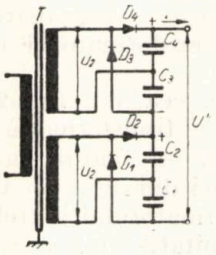


Fig. 6

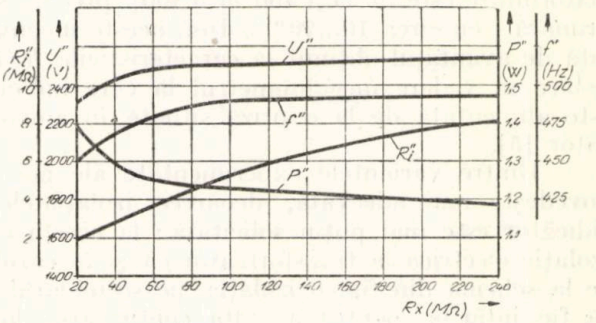


Fig. 7

Față de cea din fig. 2, această schemă prezintă avantajul că rezistența la ieșirea instalației de multiplicare, R''_i, este ceva mai mică iar pulsația tensiunii de ieșire din multiplicator se reduce la jumătate, dar și dezavantajul că nici una din cele două înfășurări secundare nu poate avea un punct conectat la masă.

Curbele $U''(R_x)$, $f''(R_x)$, $R''_i(R_x)$ și $P''(R_x)$, ridicate experimental pentru această variantă, în condițiile precizate în § **3.1**, sînt trasate în fig. 7. Se observă că $R''_i(R_x)$ este ceva mai mică decît $R'_i(R_x)$ și că $U''(R_x) \approx \approx U'(R_x)$.

La alcătuirea modelului experimental, în conformitate cu schema din fig. 6, s-a folosit modelul reprezentat în fig. 2 schimbîndu-se numai conexiunile pe regleta multiplicatorului.

4. Comparație cu schema inițială

O analiză a curbelor reprezentate în fig. 4...6 arată că, în timp ce consumul de la baterie (P) și frecvența de lucru a invertorului (f) variază relativ puțin de la o schemă la alta, curbele de sarcină, $U'(R_x)$ și $U''(R_x)$, precum și cele ale rezistenței de ieșire, $R'_i(R_x)$ și $R''_i(R_x)$, se îmbunătățesc simțitor în cazul schemelor din fig. 2 și 6.

Avantajul esențial al acestora din urmă îl constituie micșorarea rezistenței de ieșire din multiplicatorul de tensiune, de aproximativ două ori față de vechea schemă, ceea ce permite reducerea în același raport a constantei de timp a aparatului (timpul scurs de la conectarea megohmmetrului pe obiectul de măsurat și pînă la stabilirea acului indicator în poziție de echilibru), în prezent prea mare, după cum arată mulți dintre cei care utilizează aparatul MT-25.

Al doilea avantaj îl constituie faptul că tensiunea aplicată obiectului de măsurat (R_x) variază în limite mult mai reduse decît în cazul schemei inițiale.

Evident, avantajele menționate se obțin cu prețul unei anumite creșteri a consumului de cupru (numărul de spire din secundarul transformatorului crește de la 4 400 la 6 400), precum și a consumului de la sursa primară (cu circa 10...20%). Însă aceste inconveniente rămîn neînsemnate față de avantajul obținut la caracteristicile $R_i(R_x)$ și $U(R_x)$, mai ales dacă se are în vedere megohmmetrul la care bobina derivație a logometrului este alimentată de la o priză situată în amonte de transformatorul ridicător [5].

Dintre variantele experimentate ale noii scheme, cea din fig. 2 se dovedește mai adecvată, deoarece izolația electrică a transformatorului ridicător este mai puțin solicitată ; la acesta din urmă s-a folosit aceeași izolație electrică la transformator ca și în cazul schemei din fig. 1, în timp ce la schema din fig. 6 izolația pe secundarul transformatorului a trebuit să fie întărită, pentru a evita conturnările la extremitățile înfășurărilor respective.

5. Concluzii

Dacă la convertorul megohmmetrului românesc de 2 500 V se înlocuiește multiplicatorul de tensiune în patru trepte, cu două dubloare de tensiune (alimentate de înfășurări separate), conectate în serie, rezistența la ieșire a convertorului se reduce la mai puțin de jumătate iar curba de sarcină a acestuia devine mai puțin căzătoare. Aceste avantaje se obțin cu prețul unei anumite creșteri a consumului de cupru în transformator precum și a puterii absorbite de la sursa primară.

Primită la 15 octombrie 1971

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electrotehnică și măsuri electrice

BIBLIOGRAFIE

1 * * * *Catalog de produse IRME.* Min. Energ. El., 1970, 11.
2. Merkel I., *Ein Insolationmesser mit transistorierten Gleichspannungswandler.* ATM, 217–220 (1970).
3. Felea I., *Circuite cu tranzistoare în industrie.* Vol. 2, Ed. Tehn., Buc., 1964, 491–495.
4. Antoniu M., *O propunere de modificare a schemei electrice a megohmmetrului românesc de 2 500 V.* Calitatea producției și metrologie, 7 (1971).
5. Antoniu M., *Posibilități de reducere a consumului de energie la logometrele din megohmmetre.* Calitatea producției și metrologie, 8 (1971).

NOUVEAU SCHÉMA PERMETTANT DE DIMINUER LA RÉSISTANCE DE SORTIE AU CONVERTISSEUR DU MÉGOHMMÈTRE ROUMAIN DE 2 500 V

(Résumé)

On présente un nouveau schéma permettant à multiplier la tension dans le cas du mégohmmètre roumain de 2 500 V. Ce schéma utilise deux doubleurs de tension mono- ou bialternance connectés en serie, alimentés à partir de deux enroulements séparés. On aboutit à la conclusion que, par rapport à l'ancien schéma, on obtient une diminution de la résistance de sortie du convertisseur d'approximativement deux fois, de même qu'une amélioration de la courbe de charge, sur le compte d'une petite augmentation de la consommation de cuivre dans le transformateur élévateur et de la consommation d'énergie de la source primaire.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.317.42; 538.632

POSIBILITĂȚI DE MĂSURARE A INDUCȚIILOR MAGNETICE ÎN AER UTILIZÎND ELEMENTE MAGNETOREZISTIVE COMANDATE

DE

TRAIAN BALAN și PAUL GAVRILESCU

1. Introducere

Elementul magnetorezistiv, ca și cel Hall, servește la construcția unor gaussmetre pentru c. c. sau c. a., aparate intrate deja în tehnica curentă. Aceste gaussmetre se bazează fie pe variația rezistenței elementului semiconductor cu inducția magnetică (efect Gauss), fie pe apariția unei tensiuni continue sau alternative, proporționale cu inducția magnetică aplicată (efect Hall).

Elementul magnetorezistiv comandat (EMRC) poate fi utilizat fie pentru realizarea unor gaussmetre cu caracteristică îmbunătățită față de tipurile precedente, fie pentru realizarea unor scheme principial deosebite de cele cunoscute.

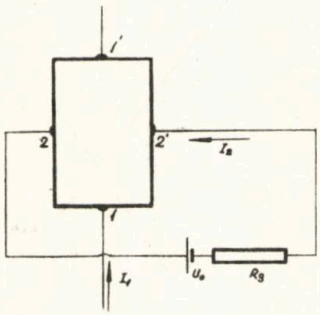


Fig. 1

Acest element [1] este constituit dintr-un element Hall, care posedă și proprietăți magnetorezistive, la ale cărui contacte Hall se conectează o sursă de c. c. (fig. 1). În circuitul Hall, datorită tensiunii U_0, apare un curent, care creează, în cazul aplicării unei inducții magnetice, B, la bornele 11' de analiză a efectului magnetorezistiv, o tensiune Hall, $U_{H,1'}$. Această tensiune se poate aduna sau scădea (după cum

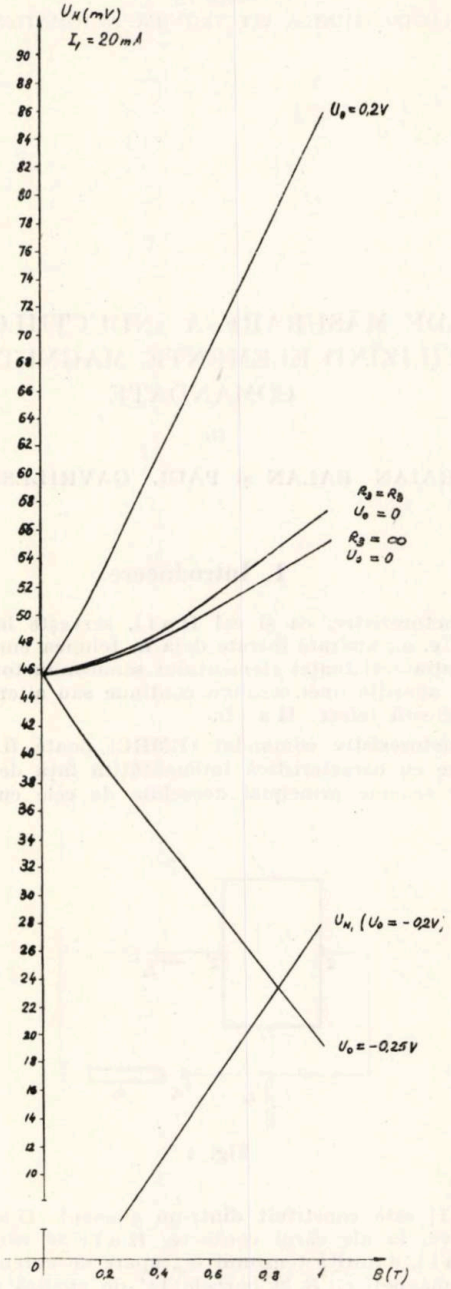


Fig. 2

este conectată sursa U_0, adițional sau diferențial) tensiunii G a u s s apărute la bornele 11′ datorită efectului magnetorezistiv. În acest mod se poate considera că „rezistența echivalentă" a elementului magnetorezistiv poate fi comandată atît prin intermediul inducției magnetice B, cît și prin curentul I_2, avînd loc în acest din urmă caz, un „fals efect magnetorezistiv".

2. Considerații teoretice

Considerînd elementul H a l l ca un cuadripol [3] se pot scrie ecuațiile :

$$U_{11'} = R_{11'}(B)\, I_1 + \frac{S_0^2 B^2 I_1}{R_{22'}(B) + R_3} \pm \frac{S_0 B U_0}{R_{22'}(B) + R_3} \tag{1}$$

și

$$R_{11'e} = \frac{U_{11'}}{I_1} = R_{11'}(B) + \frac{S_0^2 B^2}{R_{22'}(B) + R_3} \pm \frac{S_0 B}{R_{22'}(B) + R_3} \cdot \frac{U_0}{I_1} . \tag{2}$$

Pentru inducții mici, dependența de inducție a rezistențelor $R_{11'}$ și $R_{22'}$ fiind pătratică relațiile (1), (2) se pot particulariza sub forma :

$$U_{11'} = R_{10}(1 + k_1 B^2) I_1 + \frac{S_0^2 B^2 I_1}{R_{20}(1 + k_2 B^2) + R_3} \pm \frac{S_0 B U_0}{R_{20}(1 + k_2 B^2) + R_3} \tag{3}$$

și

$$R_{11'e} = R_{10}(1 + k_1 B^2) + \frac{S_0^2 B^2}{R_{20}(1 + k_2 B^2) + R_3} \pm \frac{S_0 B}{R_{20}(1 + k_2 B^2) + R_3} \cdot \frac{U_0}{I_1} , \tag{4}$$

iar pentru inducții mari dependența fiind liniară, expresiile (1), (2) devin :

$$U_{11'} = R_{10}(1 + k_1' B) I_1 + \frac{S_0^2 B^2 I_1}{R_{20}(1 + k_2' B^2) + R_3} \pm \frac{S_0 B U_0}{R_{20}(1 + k_2' B) + R_3} , \tag{5}$$

și

$$R_{11'e} = R_{10}(1 + k_1' B) + \frac{S_0^2 B^2}{R_{20}(1 + k_2' B) + R_3} \pm \frac{S_0 B}{R_{20}(1 + k_2' B) + R_3} \cdot \frac{U_0}{I_1} . \tag{6}$$

Aici s-a notat cu : R_{10}, R_{20} — rezistența elementului magnetorezistiv măsurată la bornele 11′ respectiv 22′, în absența inducției magnetice, S_0 — sensibilitatea generatorului H a l l, egală pentru cele două poziții de lucru 11′ și 22′, în cazul elementelor cu contacte punctiforme (element girator), I_1, I_2 — curenții în circuitul G a u s s, respectiv H a l l, B — inducția magnetică aplicată, k_1, k_2, k_1', k_2' — constante ce depind de caracteristicile fizice și geometrice ale elementului studiat.

2. Procedeul experimental

În fig. 2 sînt reprezentate caracteristicile magnetorezistive, H a l l și ale efectului magnetorezistiv comandat adițional și diferențial, pentru elementul utilizat în lucrare.

Se observă că în cazul conectării adiționale, carateristica $\Delta U(B)$, deci și rezistența echivalentă $R_{11'e}$ (B) este mai avantajoasă decît în cazul utilizării fiecărui efect în parte, obținîndu-se și o liniarizare a caracteristicii „fals magnetorezistive" pentru inducții mai mici (în cazul conectării adiționale) decît în cazul clasic ($R_3 = \infty$, $U_0 = 0$).

2.1. Măsurarea inducţiei magnetice în aer cu ajutorul efectului adiţional al EMRC

Utilizarea efectului adiţional al EMRC, prin creşterea sensibilităţii $\Delta U_{11'}/B$ precum şi prin liniarizarea caracteristicii „fals magnetorezistive", permite realizarea unor metode îmbunătăţite în raport cu metodele clasice bazate pe efectul Gauss sau Hall.

Relaţiile (1), (2) permit obţinerea schemelor din fig. 3 şi 4, unde inducţia magnetică poate fi măsurată fie prin rezistenţa echivalentă (fig. 3), fie prin tensiunea „fals magnetorezistivă".

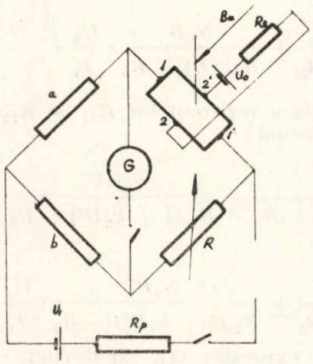


Fig. 3

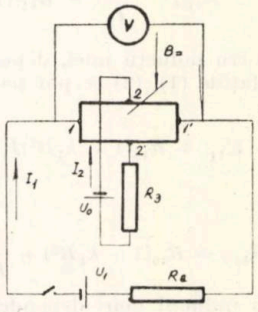


Fig. 4

Rezultatele experimentale pentru schema din fig. 4 sînt arătate în fig. 5, sonda utilizată fiind din InSb de proveniență indigenă, cu următoarele caracteristici: a) mobilitatea purtătorilor de tip n, $u_n = 5{,}83.10^4$ cm²/V s, b) mobilitatea purtătorilor de tip p, $u_p = 1{,}97.10^4$ cm²/V s, c) constanta Hall, $C_H = 152.10^{-6}$ m³/A s, d) dimensiunile geometrice, $L =$ $= 10$ mm, $l = 5$ mm, $h = 1{,}5$ mm, e) rezistenţele, $R_{10} = 2{,}39$ Ω, $R_{20} =$ $= 4{,}76$ Ω.

Tensiunea Hall de dezechilibru este practic nulă. Curbele de variaţie a tensiunii au fost trasate cu ajutorul unui compensator de c. c. tip P 2/1, la diferite valori ale curentului I_2, valori notate pe fig. 5 în mA. Curentul I_1 a fost menţinut constant la valoarea de 60 mA. Inducţia magnetică a fost măsurată cu un gaussmetru Hall tip Metra, cu clasa de precizie 2,5, iar curenţii I_1, I_2 cu ajutorul unor aparate tip DU-20, cu clasa de precizie 1.

Dacă s-ar realiza gaussmetre Hall sau magnetorezistive cu sonda dată, la curenţii de lucru indicaţi (60 mA) folosind schemele clasice [2], [5], se obţin sensibilităţi de 1,7 mV/T, respectiv 2,7mV/T. Prin utilizarea efectului adiţional sensibilitatea creşte la 4 mV/T.

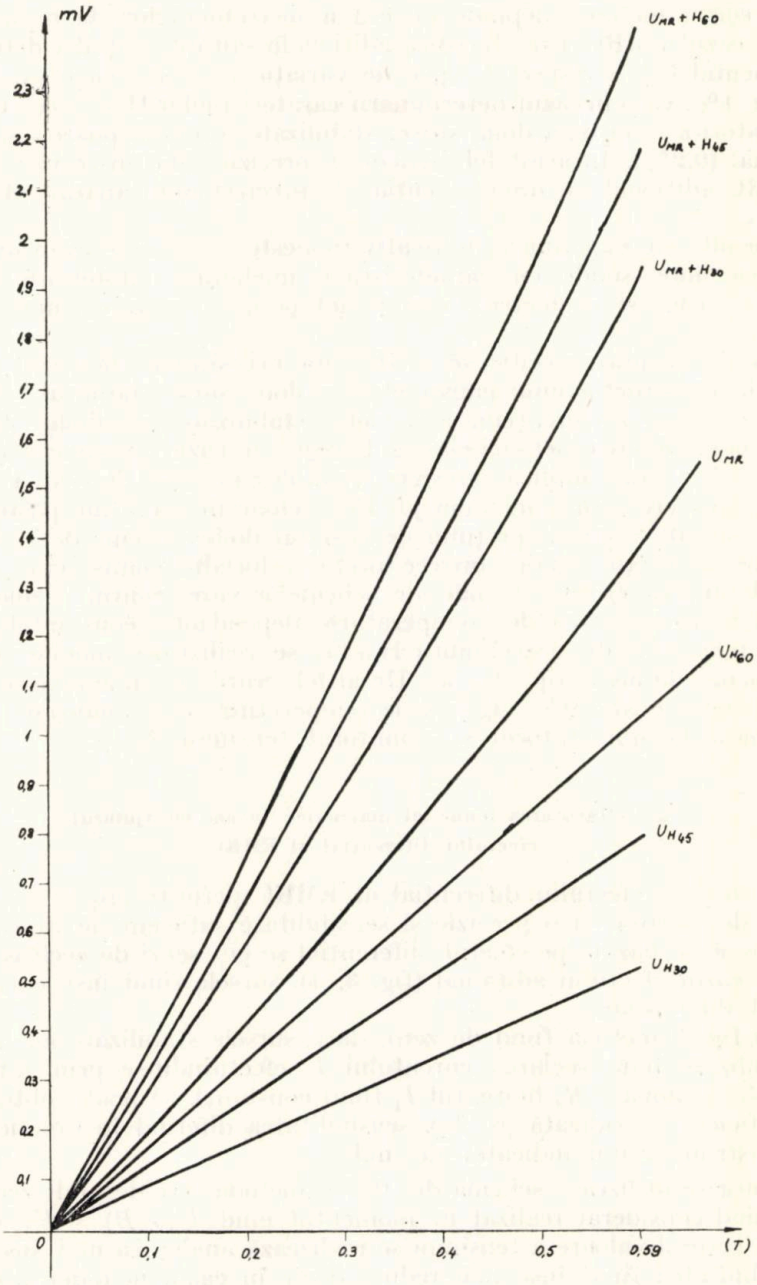

mV
2,3
2,2
2,1
2
1,9
1,8
1,7
1,6
1,5
1,4
1,3
1,2
1,1
1
0,9
0,8
0,7
0,6
0,5
0,4
0,3
0,2
0,1
0
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,59
(T)
$U_{HR}+H_{60}$
$U_{HR}+H_{45}$
$U_{HR}+H_{30}$
U_{HR}
U_{H60}
U_{H45}
U_{H30}

Fig. 5

Precizia metodei depinde de cea a instrumentelor de măsură utilizate. În cazul EMRC, caracteristica adițională sau diferențială, determinată experimental [1], a respectat legea de variație teoretică cu o precizie mai bună de 1%, ca și în cazul determinării carateristicilor H a l l sau G a u s s.

Datorită celei de-a doua surse, stabilizate, precizia poate scădea însă neesențial (0,2%). În acest fel credem că precizia unui instrument realizat cu EMRC adițional nu diferă esențial de precizia unui aparat H a l l sau G a u s s.

Rezultatele experimentale relativ modeste se datoresc exclusiv sondei. Utilizarea unor sonde cu caracterisitici ameliorate (stabilitate termică, constante fizice și geometrice mai bune) permit realizarea unor aparate superioare.

Ca dezavantaj specific se poate cita necesitatea, în cazul utilizării EMRC la construcția unui gaussmetru, a două surse stabilizate în loc de una. Utilizarea preferențială a surselor stabilizate cu diode Z e n n e r ar duce la eliminarea metodei clasice de reglaj în cazul gaussmetrelor H a l l sau G a u s s, fără a implica o creștere sensibilă a prețului de cost. Credem că sensibilitatea crescută a metodei justifică, chiar în condițiile păstrării preciziei obișnuite, creșterea prețului de cost (al doilea circuit de stabilizare), dat fiind că prețul sondei întrece prețul celorlalte componente.

Eliminarea erorilor uzuale ale schemelor care conțin elemente galvanomagnetice (eroarea de temperatură, dependența constantelor de inducție, tensiunea de dezechilibru H a l l) se realizează analog schemelor cu elemente de acest tip [2], [5]. De altfel erorile se micșorează întrucît dependențele constantelor S_0 și ρ de temperatură sînt analoage, termenii intervenind la numărătorul și numitorul tensiunii $U_{H11'}$.

2.2. Măsurarea inducției magnetice în aer cu ajutorul efectului diferențial al EMRC

Utilizarea efectului diferențial al EMRC permite obținerea unor noi metode de măsură cu o precizie și sensibilitate suficient de ridicată.

Metodele bazate pe efectul diferențial se pot servi de aceleași scheme ca și în cazul efectului adițional (fig. 3, 4), sursele fiind însă conectate în sistemul diferențial.

În fig. 3 metoda fiind de zero, dacă sursele stabilizate au un factor de stabilizare bun, reglarea curentului I_2 efectuîndu-se prin intermediul rezistenței etalonate R_3 (curentul I_1 fiind constant), se poate obține o precizie suficient de ridicată (0,5%), sensibilitatea diferind în funcție de calitatea instrumentului indicator de nul.

Dacă se utilizează schema din fig. 4, metoda este de „fals zero", echilibrul fiind considerat realizat în momentul cînd $U_{11'}(B) = U_{11'}(0)$. Aducerea la aceeași valoare a tensiunii se realizează analog ca mai sus, precizia și sensibilitatea fiind însă mai reduse decît în cazul metodei precedente, din cauza milivoltmetrelor de c. c.

În montajul diferenţial, schemele din fig. 3 şi 4 permit utilizarea unor sonde la care, prin imperfecţiuni de construcţie, există şi o tensiune de dezechilibru H a l l, fără a impieta asupra rezultatelor, avantaj care nu trebuie neglijat.

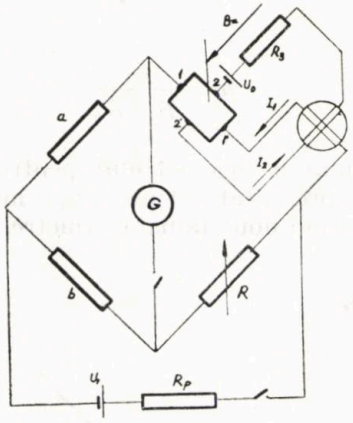


Fig. 6

O altă posibilitate de măsurare a inducţiei magnetice continue este indicată în fig. 6. Într-un braţ al punţii de c. c. se află elementul EMRC. Sursa U_0 este conectată în aşa fel încît cele două efecte (G a u s s şi H a l l) să se scadă. Puntea fiind echilibrată iniţial, în absenţa inducţiei magnetice, prin cele două circuite curenţii fiind I_1 şi I_2, logometrul (sau galvanometrul diferenţial), montat cu cîte o bobină în fiecare circuit, va indica o poziţie notată cu zero. La aplicarea unei inducţii magnetice, B, puntea se va dezechilibra. Se readuce puntea la echilibru prin reglarea curentului I_2 pînă la o nouă valoare I_0. Logometrul va indica o altă valoare, putînd fi etalonat în unităţi de inducţie magnetică.

Pentru inducţii mici se poate scrie, în cazul echilibrului final (considerînd doar tensiunile G a u s s şi H a l l, dat fiind că $R_3 > 10\ \Omega$):

$$I_1 R_{10} K_1 B^2 = \frac{S_0 B U_0}{R_{20}(1+k_2 B^2) + R_3}\ . \tag{7}$$

Introducînd notaţia

$$\frac{U_0}{R_{20}(1+k_2 B^2) + R_3} = I_0\ , \tag{8}$$

dacă este satisfăcută inegalitatea

(9) $$R_{20}k_2B^2 \ll R_{20} + R_3,$$

ceea ce la inducţii mici este evident, atunci :

(10) $$B = a\frac{I_0}{I_1},$$

unde :

(11) $$a = \frac{S_0}{R_{10}\,K_1},$$

rezultînd o scară liniară a logometrului pentru inducţii mici.

În fig. 7 este reprezentată dependenţa indicată în relaţia (10), în locul logometrului montînd două miliampermetre, curentul I_1 fiind constant (30 mA).

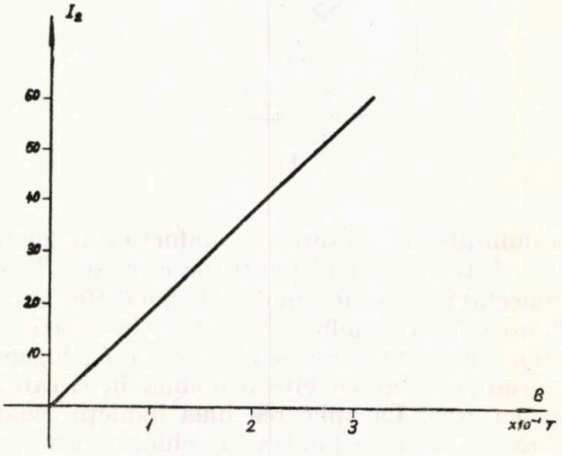


Fig. 7

Pentru inducţii mari, termenul Hall tron [2] nu se poate neglija. În acest caz se poate scrie :

(12) $$I_1'R_{10}k_1'B + \frac{S_0^2\,B^2I_1'}{R_{20}\,(1 + k'B) + R_3} = S_0BI_0',$$

iar dacă utilizează notaţia

(13) $$R_{20}\,(1 + k_2'B) + R_3 = R'$$

se obţine în final :

(14) $$B = c_1 \frac{I_0'}{I_1'} - c_2$$

unde :

(15) $$c_1 = \frac{R_2'}{S_0}, \qquad c_2 = \frac{R_2' R_{10} k_1}{S_0^2}.$$

Această metodă este sensibilă, curentul I_2 variind în limite largi, dar precizia este modestă, depinzînd direct de sensibilitatea indicatorului de nul. Metoda necesită și două instrumente de măsură, ceea ce micșorează precizia și îngreunează modul de lucru.

3. Concluzii

1. Elementele magnetorezistive comandate pot servi la realizarea unor procedee de măsurare a inducțiilor în aer obținîndu-se metode cu caracteristici îmbunătățite față de cele bazate pe efecte galvanomagnetice, în aceleași condiții de lucru.

2. Elementele magnetorezistive comandate permit realizarea unor metode de zero (și fals zero) bazate pe principii noi, cu sensibilitate și precizie suficient de mare.

Primită la 17 aprilie 1972

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electrotehnică și măsuri electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Balan Tr., Petrescu V., *Element magnetorezistiv cu caracteristică comandată cu tensiune auxiliară.* Metrologia aplicată (sub tipar).
2. Kataoka Sh., *Magnetoresistive Elements and their Applications.* Res. of the Electrot. Lab., Japan, *661*, 1—138 (1965) .
3. Șora C., *Introducere în studiul generatorului Hall.* Ed. Acad. R. S. R., Buc., 1969.
4. Șora C., *Cuadripolul electric.* Ed. Tehn., Buc., 1964.
5. Fränkel D., De Sabata I., *Traductorul Hall.* Ed. Tehn., Buc., 1968.

POSSIBILITÉS DE MESURE DES INDUCTIONS MAGNÉTIQUES DANS L'AIR, EN UTILISANT DES ÉLÉMENTS MAGNÉTORÉSISTIFS COMMANDÉS

(Résumé)

En prenant comme point de départ nombre de résultats antérieurs [1] on analyse les possibilités de réalisation de quelques méthodes de mesure des inductions magnétiques dans l'air en utilisant des éléments magnetorésistifs commandés avec une tension auxiliaire.

Par la combinaison additionelle ou différentielle de l'effet Hall avec l'effet magnétoresistif on présente quelques nouveaux schémas de mesure, caractérisés par une sensibilité et une précision supérieures par rapport aux celles des méthodes galvanométriques classiques.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 681.14

CONSIDÉRATIONS SUR LA MATÉRIALISATION DES FONCTIONS LOGIQUES QUADRATIQUES

PAR

AL. VALACHI et C. HARJA

1. Introduction

Dans quelques articles antérieurs [1]...[4], l'un des auteurs a établi nombre de méthodes de synthèse d'un groupe de fonctions logiques quadratiques. Les circuits qui réalisent cettes fonctions sont du type ET—OU—OU.

On désignéra par $\overline{M}$, $\underline{M}$ les valeurs maximum, réspectivement minimum d'une grandeur M. Les circuits ET—OU—OU sont réalisés dans la logique positive. Pour écrire les équations des circuits on utilise la représentation:

$$I = \begin{cases} \dfrac{v - v_0}{R_d} \text{ pour } v \geqslant v_0, \\ 0 \text{ pour } 0 \leqslant v < v_0, \\ -I_i \text{ pour } v < 0, \end{cases} \tag{1}$$

de la caractéristique de la diode (v_0 — tension de seuil de la diode, R_d— résistance dynamique, I_i — courant inverse).

2. La méthode proposée

On va exposer dans ce qui suit la matérialisation d'une fonction logique quadratique constituée par $u + 1$ parties communes de q fonctions données. Une fonction commune sera constituée par $r + 1$ circuits ET. Le circuit qui matérialise la fonction F_i est représenté dans la fig. 1.

La situation dans laquelle on applique à toutes les entrées d'un seul circuit ET des tensions correspondantes au chiffre 1 (0 volts) et à tous

les autres circuits ET on applique au moins à l'une des entrées, une tension correspondante au chiffre 0 ($-U$ volts, $U \gg 0$), est la plus désavantageuse pour le cas de l'apparition à la sortie d'une tension équivalente au chiffre 1. Le schéma équivalent à cette situation est illustré dans la fig. 2.

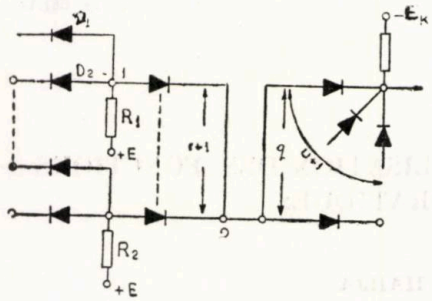


Fig. 1

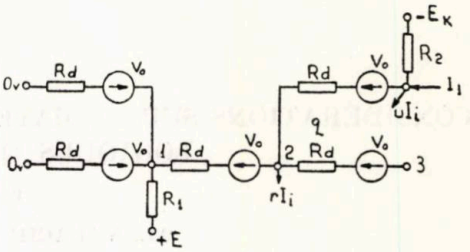


Fig. 2

En désignant par v_i la tension dans le noeud i, en introduisant les notations $1/R_1 = x$, $1/R_2 = y$, $1/R_d = a$ et en effectuant la transformation:

$$v_1 = V_1 + v_0, \quad v_2 = V_2, \quad v_3 = V_3, \tag{2}$$

on obtient le système:

$$\begin{cases} (3a + x)V_1 - aV_2 = xE - xv_0, \\ aV_1 - (q + 1)aV_2 + qaV_3 = rI_i - qav_0, \\ aV_2 - (a + y)V_3 = uI_i + av_0 - I_1 + E_k y. \end{cases} \tag{3}$$

Pour assurer que la tension v_3 soit proche de la valeur nulle, il est necessaire que la tension v_1 satisfasse à la relation $\underline{v_1} \geqslant \overline{v_0}$ (les diodes D_1, D_2 doivent être en conduction), ou en utilisant la transformation (2),

$$\underline{v_1} \geqslant 0. \tag{4}$$

En résolvant le système (3) et en tenant compte de l'inégalité (4) on obtient

$$a_1 x - a_2 y + a_3 \geqslant 0 \tag{5}$$

où

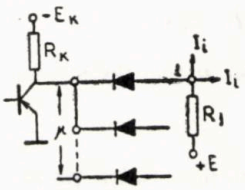
$$a_1 = \frac{\overline{E} - \overline{v_0}}{1 + \delta_R}, \quad a_2 = \overline{q}\,(\overline{E_K} - \overline{v_0})(1 + \delta_R), \quad a_3 = \overline{q}\,\underline{I_i} - (\overline{r} + \overline{q}\,\overline{u})\,\overline{I_i}.$$

Par δ_R on a désigné l'erreur de réalisation des résistances.

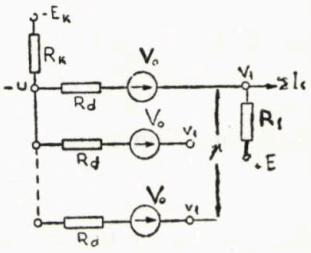
Pour calculer les circuits qui suivent au circuit ET—OU—OU, il est nécessaire de connaître la valeur minimum de la tension dans la situation de la representation du chiffre 1. En considérant la tension v_1 nulle on peut écrire ;

$$\underline{v}_3 = -\overline{v}_0. \tag{6}$$

La tension v_3 sera suffisamment négative pour être interprétée comme valeur logique nulle (chiffre 0), quand pour tous les circuits ET, à l'une des entrées on applique 0 volts et à l'autre une tension négative équivalente au chiffre 0 (situation désavantageuse pour le cas de la tension v_3 correspondante au chiffre 0).



Fig, 3



Fig, 4

Les variables a_i et b_j sont physiquement représentées par les tensions du collecteur des transistors. On considère un transistor qui donne μ fois la même variable a_i. Dans la fig. 3 on a représenté la situation exposée ci-dessus pour le cas d'une variable binaire, a_i, nulle (le transistor est connecté avec μ circuits ET identiques).

Le schéma équivalent est donné dans la fig. 4 (on a négligé le courant I_{cb0} du transistor).

En utilisant les notations antérieures et en designant par $k = 1/R_k$, on peut écrire le système :

$$\begin{cases} (k + \mu a)\, U + \mu a v_1 = \mu a v_0 + k E_k, \\ aU + (a + x) v_1 = xE + a v_0 - 2I_i. \end{cases} \tag{7}$$

Si l'on néglige le terme $2I_i$ il en résulte

$$v_1 = \frac{ka\,(v_0 - E_k) + (k + \mu a) Ex}{a(k + \mu x).} \tag{8}$$

Le calcul de la tension v_3 dans la situation la plus désavantageuse (lorsqu'il n'y a pas de courants inverses dans le noeud respectif et la tension v_3 est assurée seulement par la résistance R_2), avec les diodes des

circuits OU bloquées, est effectué selon le schéma de la fig. 5. Il en résulte l'expression de la tension v_3,

$$v_3 = \frac{I_2}{y} - E_k. \tag{9}$$

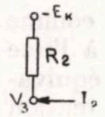


Fig. 5

La condition du blocage des diodes des circuits OU se traduit par l'inégalité

$$\bar{v}_1 \leqslant \underline{v}_3. \tag{10}$$

En tenant compte d'une part des relations (8)...(10) et de l'autre part que les sources de tension E_k, E sont stabilisées, il en résulte :

$$\begin{aligned}[\bar{a}\mu E_k + (\underline{k} + \bar{\mu}\underline{a})\, E]\ (1 + \delta_r)^2\, xy - \underline{a}\bar{\mu}\bar{I}_2(\underline{1} + \delta_r)x + \\ + \underline{\underline{a}}\bar{k}v_0(1 + \delta_R)y - \underline{a}\,\underline{k}\,\bar{I}_2 \leqslant 0.\end{aligned} \tag{11}$$

Une autre condition imposée à la tension v_3 est la suivante :

$$\bar{v}_3 \leqslant -A. \tag{12}$$

On a désigné par A la tension minimum nécessaire pour saturer les circuits qui suivent au circuit ET—OU—OU. Par des considérations pratiques la valeur de A peut être calculée à l'aide de la relation :

$$A = (0{,}3...0{,}4)\, E_k. \tag{13}$$

La dernière condition imposée à la tension v_3 conduit à la formule :

$$y \geqslant \frac{\bar{I}_2(1 + \delta_R)}{mE_k}, \quad (m = 0{,}6 \ldots 0{,}7). \tag{14}$$

Si l'on tient compte de relations (5), (11), (14), le domaine des conductances x, y acceptables est délimité par les courbes :

$$\left|\begin{array}{ll} (C_1) & a_1 x - a_2 y + a_3 \geqslant 0, \\ (C_2) & b_{11}xy - b_{10}x + b_{20}y - b_{00} \leqslant 0, \\ (C_3) & y \geqslant y_0, \end{array}\right. \tag{15}$$

avec

$$a_1 = \frac{E - \bar{v}_0}{1 + \delta_r}, \quad a_2 = \bar{q}\,(E_k - \bar{v}_0)(1 + \delta_R), \quad a_3 = \bar{q}\,\underline{I}_i - (\bar{r} + \bar{q}\bar{u})\,\bar{I}_i,$$

$$b_{11} = [\underline{a}\bar{\mu}E_k + (\underline{k} + \bar{\mu}\underline{a})\, E](1 + \delta_R)^2, \quad b_{00} = \underline{a}\,\underline{k}\,\underline{I}_2, \quad y = \frac{\bar{I}_2(1 + \delta_R)}{mE_k},$$

$$m = 0{,}6 \ldots 0{,}7.$$

On désigne par $y(0) = b_{00}/b_{20}$, $y_1(0) = a_3/a_2$ les intersection des courbes (C_2) respectivement (C_1) avec l'axe, à savoir :

$$y(0) = \frac{\underline{I}_2}{\bar{v}_0(1+\delta_R)}, \quad y_1(0) = \frac{\bar{q}\underline{I}_1 - (\bar{r}+\bar{q}\,\bar{u})\,\bar{I}_i}{\bar{q}(E_k - \bar{v}_0)\,(1+\delta_R)}. \tag{16}$$

En analysant les expressions $y(0), y_0, y_1(0)$ on observe qu'elles vérifient l'inégalité :

$$y(0) > y_0 > y_1(0), \quad (I_2 > I_1 \text{ et } E_k \gg v_0). \tag{17}$$

Le domaine des conductances acceptables x, y est représenté dans la fig. 6.

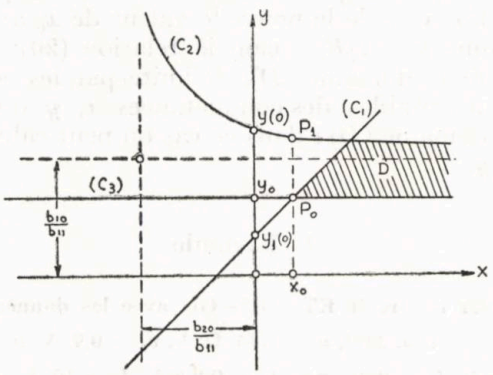


Fig. 6

On calcule l'abscisse du point d'intersection des courbes (C_1) et (C_3)

$$x_0 = \frac{\bar{q}(E_k - \bar{v}_0)(1+\delta_R)^2 \bar{I}_2/mE_k - \bar{q}\underline{I}_1 + (\bar{r}+\bar{q}\,\bar{u})\bar{I}_i}{(E - \bar{v}_0)/(1+\delta_R)}. \tag{18}$$

Cette grandeur ne peut pas prendre n'importe quelle valeur. En général on impose que $x_0 \leqslant \underline{x}_0$, relation qui permet le calcul du nombre maximum de sorties $\bar{q}$.

La condition de l'existence du domaine (D) devient en ce cas :

$$I(P_1) > I_0, \tag{19}$$

ou

$$\frac{b_{10}\,x_0 + b_{00}}{b_{11}\,x_0 + b_{20}} > y_0. \tag{20}$$

La relation (20) permet le calcul de la résistance de collecteur $R_k = 1/k$, en fonction du nombre d'entrées dans les circuits ET (μ).

3. Indications concernant le calcul des circuits

1° On donne les valeurs initiales ; E, E_k, $\underline{a}$, $\bar{a}$, $\bar{v}_0$, μ, q, r, δ_R, $\underline{I}_1$, $\bar{I}_2$, $\underline{I}_2$, $\bar{I}_i$, $\underline{x}_0$, u.

2° Le nombre de sorties (q) doit satisfaire à la relation :

$$q \leqslant \bar{q} = \frac{\bar{x}_0(E - \bar{v}_0)/(1 + \delta_R) - r\bar{I}_i}{u\bar{I}_i + (1 + \delta_R)^2 \bar{I}_2/m - \underline{I}_1}. \tag{21}$$

Si l'inégalité (21) n'est pas vérifiée, on impose que l'égalité $\bar{q} = q$ soit satisfaite d'où l'on calcule la nouvelle valeur de x_0 avec la relation (18).

3° On détermine $k = 1/R_k$ selon la relation (20).

4° On construit le domaine (D), délimité par les courbes (15).

Les valeurs acceptables des conductances x, y doivent être situées dans l'intérieur du domaine (D) ; dans ce cas on peut calculer les résistances $R_1 = 1/x$, $R_2 = 1/y$.

4. Exemple

1° Soit à calculer le circuit ET—OU—OU avec les données suivantes :

$E_k = 12$ V, $E = 9$ V, $\underline{a} = 1/80\ \Omega^{-1}$, $\bar{a} = 1/45\ \Omega^{-1}$, $\bar{v}_0 = 0{,}7$ V, $\mu = 10$, $q = 4$, $r = 10$, $\delta_R = 0{,}1$, $\underline{I}_1 = 0{,}05$ mA, $\bar{I}_2 = 0{,}25$ mA, $\underline{I}_2 = 0{,}2$ mA, $\bar{I}_i = 10^{-5}$ mA, $\underline{x}_0 = 0{,}3.10^{-3}\ \Omega^{-1}$. $u = 10$.

2° $\bar{q} = \dfrac{0{,}3.10^{-3}(9 - 0{,}7)/1{,}1 - 10.10^{-5}}{10.10^{-5} + 1{,}21.0{,}25.10^{-3}/0{,}7 - 0{,}05.10^{-3}} = 5{,}5$, donc $q < \bar{q}$.

3° $x_0 = 0{,}256.10^{-3}\ \Omega^{-1}$.

4° $b_{10} = 0{,}275.10^{-4}$, $b_{20} = 0{,}88.10^{-2}\,k$, $b_{11} = 3{,}18 + 10\,k$, $b_{00} = 0{,}227.10^{-5}\,k$ $y_0 = 0{,}33.10^{-4}$.

La relation (20) devient :

$$\frac{0{,}275.10^{-4}.0{,}256.10^{-3} + 0{,}227.10^{-5}k}{(10\,k + 3{,}18)0{,}256.10^{-3} + 0{,}88.10^{-2}\,k} > 0{,}33.10^{-4},$$

d'où il en résulte

$$k > 1{,}05.10^{-2}\ \Omega^{-1},\quad R_k = 1/k < 95\ \Omega.$$

On choisit la valeur standardisée

$$R_k = 68\ \Omega,\quad (k = 1{,}47.10^{-2}\ \Omega^{-1}).$$

Le domaine des conductances acceptables (fig. 7) est délimité par les équations:

(C_1) $7{,}55\,x - 50\,y - 0{,}3.10^{-3} \geq 0$,

(C_2) $3{,}33\,xy - 0{,}275.10^{-4}\,x + 1{,}29.10^{-4}\,y - 0{,}33.10^{-7} \leqslant 0$,

(C_3) $y \geq 0{,}33.10^{-4}$.

En réalisant le circuit pour $R_1 = 3{,}3\ k$, $R_2 = 30\ k$ (valeurs situés dans le domaine (D) il en résulte que :

a) Dans la situation où la tension de sortie (v_3) correspond au chiffre 1, $v_1 = 0{,}15$ V (en réalité $V_1 = v_1 - v_0 < 0$, parce que les conclusions obtenus ci-dessus se réfèrent au cas des tensions nulles appliquées aux entrées, situation inexacte si l'on tient compte que les circuits ET sont commandés par des transistors ayant la tension de saturation différente de zero), $v_3 = -0{,}55$ V.

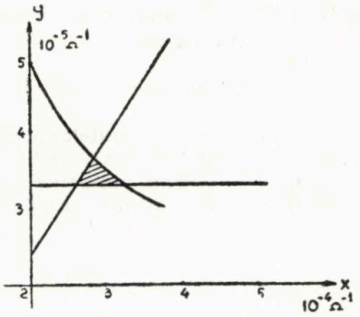


Fig. 7

b) Dans la situation d'apparition à la sortie de la tension correspondante au chiffre 0, $v_1 = -7{,}3$ V, $v_3 = -3{,}7$ V.

Les circuits sont réalisés avec des diodes du type EFD-108 et des transistors du type EFT-323.

5. Conclusions

1. On présente une méthode de calcul graphique originale des circuits électroniques capables à modéler les fonctions logiques quadratiques.

2. Les formules obtenues mettent en évidence l'influence négative exercée par l'augmentation du nombre de sorties (q) d'une partie commune, en arrivant à l'impossibilité d'effecteur le calcul du circuit.

3. Les courants disponibles à la sortie du circuit ET—OU—OU sont assez petits en imposant comme obligatoire l'utilisation des transistors.

4. Dans les situation où il n'est pas possible à réaliser ces circuits par les considérations exposées ci-dessus, il faut introduire un amplificateur intermédiaire.

Institut polytechnique, Jassy,
Laboratoire de Calculatrices Automatiques

Reçue le 24 mars 1972

BIBLIOGRAPHIE

1. Valachi Al., Lecocq H., *Considérations sur la synthèse des fonctions logiques quadratiques.* Revue A, XI, *2* (1969).
2. Valachi Al., Lecocq H., *Synthèse simultanée des fonctions logiques quadratiques.* Revue A, XI, *4* (1969).

3. Valachi Al., *Méthode pratique de synthèse des fonctions logiques quadratiques.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XV (XIX), *1—2* (1969).
4. Valachi Al., *Utilisation des fonctions complémentaires dans la synthèse simultanée des fonctions logiques quadratiques.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XV (XIX), *3—4* (1969).

CONSIDERAŢII ASUPRA MATERIALIZĂRII FUNCŢIILOR LOGICE PĂTRATICE

(Rezumat)

Se elaborează o metodă de proiectare a circuitelor logice care modelează funcţiile logice pătratice ; aceste circuite sînt de tipul ŞI—SAU—SAU. Metoda conţine un calcul grafo-analitic original şi este exemplificată prin proiectarea unui circuit cu dispozitive electronice româneşti (diode EFD-108, tranzistoare EFT-323).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 621.313.362

ÜBER DEN EINFLUSS DES MAGNETISIERUNGSSTROMES DES ZWISCHENTRANSFORMATORS AUF DEN ARBEITSPARAMETERN DES SELBSTERREGTEN DREHSTROMSTROMWENDERGENERATORS *)

VON

IOSIF BERGMAN

1. Vorwort

Die Arbeit des selbsterregten Drehstromstromwendergenerators und dessen Anwendungsmöglichkeiten wurden in mehreren Arbeiten des Verfassers studiert [1] ... [6].

In den dort dargestellten theoretischen Betrachtungen wurde der Magnetisierungsstrom des Zwischentransformators vernachlässigt obwohl einige erfahrungsmässige Daten dessen Einfluss hervorrufen.

Im vorliegenden Aufsatz wird die rechnerische Betrachtungsmöglichkeit des Einflusses des Magnetisierungsstromes ausgehend von den in [1] und [2] erziehlten allgemeinen Gleichungen des Generators, erläutert.

2. Die Gleichungen das selbsterregten Drehstromstromwendergenerators

Die Gleichungen des selbsterregten Drehstromstromwendergenerators bei Vernachlässigung der Eisenverluste sind in [1] und [2] in folgender Weise geschrieben:

$$(1) \qquad \underline{E}_1 + \underline{E}_{1t} = [r_1 + r_s + \mathrm{j}\,(x_{1s} + x_s)]\,\underline{I}_1 + (r_{1t} + \mathrm{j}x_{1t})\,\underline{I}_{1t},$$

$$(2) \quad \underline{E}_2 + \underline{E}_{2t} = (r_2 + \mathrm{j}x_{2s})\,\underline{I}_2 + (r_{2t} + \mathrm{j}x_{2t})\,\underline{I}_2, \qquad (3) \quad \underline{I}_1 = \underline{I}_{1t} + \underline{I}_d$$

und die Ausdrücke der E. M. K. sind

*) Mitgeitelt an der wissenschaftlichen Tagung der Technischen Hochschule, Jassy, 2.—4. Juli 1970.

(4) $\underline{E}_1 = -\mathrm{j}x_1(\underline{I}_1 - K_m \underline{I}_2\, \varepsilon^{\mathrm{j}\alpha})$, (5) $\underline{E}_2 = -\mathrm{j}sx_1(K_m^2 \underline{I}_2 - K_m \underline{I}_1 \varepsilon^{-\mathrm{j}\alpha})$,

(6) $\underline{E}_{1t} = -\mathrm{j}x_{t0}\left(\underline{I}_{1t} + \dfrac{\underline{I}_2}{K_t}\right)$, (7) $\underline{E}_{2t} = -\mathrm{j}\dfrac{x_{t0}}{K_t}\left(\underline{I}_{1t} + \dfrac{\underline{I}_2}{K_t}\right)$.

Der Magnetisierungsstrom des Transformators wird durch die Beziehung:

(8) $$\underline{I}_{\mu t} = \underline{I}_{1t} + \frac{\underline{I}_2}{K_t},$$

oder falls man bezeichnet,

(9) $$\underline{I}'_2 = \frac{\underline{I}_2}{K_t}$$

durch

(10) $$\underline{I}_{\mu t} = \underline{I}_{1t} + \underline{I}'_2$$

ausgedrückt.

Durch multiplizieren der Gleichung (2) mit K_t und nach der Berüchsichtigung von (9) erziehlt man :

(11) $$\underline{E}'_2 + \underline{E}_{1t} = [r_2 + r_{2t} + \mathrm{j}(x_{2s} + x_{2t})]\, K_t^2\, \underline{I}'_2$$

und

(12) $$\underline{E}'_2 = -\mathrm{j}sx_1(K^2\, \underline{I}'_2 - K\underline{I}_1 \varepsilon^{-\mathrm{j}\alpha}).$$

Die Ausdrücke der E. M. K. E_1 und E_2, (4) und (12), werden, falls manden Magnetisierungsstrom des Transformators durch (8) ausdrückt :

(13) $$\underline{E}_1 = -\mathrm{j}x_1(\underline{I}_1 + K\underline{I}_{1t}\, \varepsilon^{\mathrm{j}\alpha}) + \mathrm{j}x_1\, K\underline{I}_{\mu t} \varepsilon^{\mathrm{j}\alpha},$$

(14) $$\underline{E}'_2 = \mathrm{j}sx_1(K^2 \underline{I}_{1t} + K\underline{I}_1\, \varepsilon^{-\mathrm{j}\alpha}) - \mathrm{j}sx_1 K^2\, \underline{I}_{\mu t}.$$

Man erziehlt nach der Substraktion der Gleichung (11) von (1)

(15) $$\underline{E}_1 - \underline{E}'_2 = [r_1 + r_s + \mathrm{j}(x_{1s} + x_s)]\, \underline{I}_1 + (r_{1t} + \mathrm{j}x_{1t})\underline{I}_{1t} + [r_2 + r_{2t} + \mathrm{j}(x_{2s} + x_{2t})]\, K_t^2(\underline{I}_{1t} - \underline{I}_{\mu t}).$$

Mit Hilfe dieser Gleichungen, also des Erstzschaltbildes aus Abb. 3 von [2], können die verschiedenen rechnerischen Beziehungen, unter Berücksichtigung des Magnetisierungsstromes des Transformators, erziehlt werden.

3. Der leerlaufende Generator

Um die Analyse der hier vorgelegten Gleichungen zu erleichtern, wird zuerst der leerlaufende Generator betrachtet :

$$r_s + \mathrm{j}x_s = 0, \quad I_d = 0 \text{ und also } \underline{I}_1 = \underline{I}_{1t}\,.$$

In diesem Fall, wird, ausgehend von den Gleichungen (13), (14) und (15), die folgende Beziehung zwischen den Ständerstrom des Generators $\underline{I}_1$ und den Magnetisierungsstrom des Zwischentransformators $\underline{I}_{\mu t}$ erziehlt:

$$\frac{\underline{I}_{\mu t}}{\underline{I}_1} = \frac{D + jF}{[(r_2 + r_{2t})K_t^2 - x_1 K \sin\alpha]^2 + [K_t^2(x_{2s} + x_{2t}) + sx_1K^2 + x_1K\cos\alpha]^2}, \tag{16}$$

mit

$$\begin{aligned} D = {} & (1-s)x_1^2K^2\sin^2\alpha - x_1K[(1-s)(r_2+r_{2t})K_t^2 + r_1 + r_{1t} + \\ & + K_t^2(r_2 + r_{2t})]\sin\alpha + (r_2 + r_{2t})K_t^2[r_1 + r_{1t} + K_t^2(r_2 + r_{2t})] + \\ & + K_t^2(x_{2s} + x_{2t})[x_{1s} + x_{1t} + K_t^2(x_{2s} + x_{2t})] + \\ & + x_1K_t^2(x_{2s} + x_{2t})(1 + K\cos\alpha + sK^2 + sK\cos\alpha) + \\ & + x_1K(sK + \cos\alpha)[x_{1s} + x_{1t} + K_t^2(x_{2s} + x_{2t})] + \\ & + x_1^2K(sK + \cos\alpha)(1 + K\cos\alpha + sK\cos\alpha + K^2), \end{aligned} \tag{17}$$

und

$$\begin{aligned} F = {} & (x_1 + sx_1K\cos\alpha + x_{1s} + x_{1t})[K_t^2(r_2 + r_{2t}) - x_1K\sin\alpha] - \\ & - (r_1 + r_{1t} + sx_1K\sin\alpha)[K_t^2(x_{2s} + x_{2t}) + sx_1K^2 + x_1K\cos\alpha]. \end{aligned} \tag{18}$$

Aus dieser Beziehung folgt die Tatsache das die Ströme $\underline{I}_{\mu t}$ und $\underline{I}_1$ nicht kolineare Phasoren sind und das deren Phasenwinkel eine Funktion der Parameter der Maschine ist und von α, K und s abhängt.

Die kompliezierte Form der Beziehungen (16)...(18) erschwert die Analyse.

Um einen Gesamtüberblick des Problems zu erlangen, werden die Wirk- und Streublindwiderstände der Generator- und Transformatorwicklungen vernachlässigt. Also werden die Ausdrücke für D und F:

$$D = x_1K[K^3s^2 + K^2(2+s)s\cos\alpha + K(1 + 2s\cos^2\alpha) + \cos\alpha], \tag{19}$$

$$F = -x_1^2K(1 + 2sK\cos\alpha + s^2K^2)\sin\alpha\,. \tag{20}$$

Im Bereich der Selbsterregungsmöglichkeit, $0 < \alpha < 180°$, ist F negativ. Dagegen sind Werte von K für welche der Ausdruck von D seinen Vorzeichen ändert, vorhanden. Aus der Beziehung (19) folgt das dieses nur für negative Schlüpfe (s), also falls $f < pn$ und K nicht gewisse Werte überschreitet, möglich ist.

Beim Leerlauf $I_1 = I_{1t}$, kann die Gleichung (10) geschrieben werden

$$\underline{I}_2' = \underline{I}_{\mu t} - \underline{I}_1. \tag{21}$$

Es wird beachtet das im allgemeinen Fall die Magnetisierung der selbsterregten Maschine vom Läufer aus erfolgt. Falls D positiv und F negativ sind ist der Effektivwert des Stromes I_2' kleiner als der von I_1 und also wird der Magnetisierungsstrom dem Transformator vom Ständer des Generators geliefert.

Bei D negativ wird I_2' grösser als I_1 und der Transformator wird vom Läufer aus magnetisiert.

Diese Tatsache wurde auch erfahrungsmässig bemerkt.

4. Der Ausdruck der Frequenz des leerlaufenden Generators

In [1] und [7] wurde der folgende Ausdruck der Frequenz der im selbsterregten Drehstromstromwendergenerator beim Leerlauf erscheinenden Ströme, ohne den Magnetisierungsstrom des Zwischentransformators zu berücksichtigen, erziehlt:

$$f = pn\,\frac{K(K+\cos\alpha)+0{,}7\,L_{2s}K_t^2/L_1}{1+2K\cos\alpha+K^2+\tau}, \tag{22}$$

wo

$$\tau = \frac{L_{1s}+L_{1t}+K_t^2(L_{2s}+L_{2t})}{L_1} \tag{23}$$

die Streuflüsse des Generators und des Transformators berücksichtigt. Falls wie in [1] an Stelle der vom Schlupf (s) unabhängigen Streuinduktivität L_{2s} der Wert $0{,}3\,L_{2s}+0{,}7\,sL_{2s}$ eingeführt wird, wird vom imaginärem Teil der Beziehung (16) der folgende Ausdruck der Frequenz, unter Betrachtung des Magnetisierungsstromes des Transformators erziehlt:

$$f=pn\,\frac{(K^2+K\cos\alpha+0{,}7\,K_t^2L_{2s}/L_1)\,(1-I_{\mu t}/I_1)}{1+K\cos\alpha+\tau+K(K+\cos\alpha)(1-I_{\mu t}/I_1)-(I_{\mu t}/I_1)K_t^2(L_{2s}+L_{2t})/L_1}. \tag{24}$$

Der Einfluss des Wertes und des Vorzeichens des Rapports $I_{\mu t}/I_1$ auf der Frequenz der selbsterregten Ströme ergibt sich aus diesen Ausdruck. Eine annähernde Beziehung die sehr bequem zur Berechnung der Frequenz ist, wird durch Vernachlässigung der Generator- und Transformatorstreuung sowie des Magnetisierungsstromes des letzteren, erziehlt:

$$f = pn\,\frac{K(K+\cos\alpha)}{1+2\,K\cos\alpha+K^2}. \tag{25}$$

Falls der Rapport $I_{\mu t}/I_1$ (16) positiv ist, ist die mit den annähernden Ausdruck (25) berechnete Frequenz grösser als die erfahrungsmässig gemessene oder als die mit dem genauen Ausdruck (24) erziehlte. Zum systematischen positiven Rechenfehler trägt diesmal die Tatsache das in den Ausdruck (25) auch die Streuungen vernachlässigt wurden, bei (man hat mit $\tau = 0$ gerechnet) .

5. Bemerkungen zur Berechnung der Klemmenspannung und des Ständerstromes des selbsterregten Generators

In [1] und [3] ist eine originelle Rechenmethode des Ständerstromes I_1 und der Klemmenspannung U_1 des leerlaufenden selbsterregten Generators, ohne Beachtung des Einflusses des Magnetisierungsstromes des Trans-

formators, dargestellt. Die in diesen Arbeiten vorgelegten Formeln würden sich, dadurch das der Magnetisierungsstrom von der dem Transformator zugeführten Spannung abhängt, stark komplizieren. Aus den reelen Teil der Beziehung (16) wird sowie in [1] und [3] die zur Ständerwicklung umgerechnete Hauptinduktivität der Maschine erläutert:

$$L_1 = \frac{r_1 + r_{1t} + K_t^2(r_2 + r_{2t})\,(1 - I_{\mu t}/I_1)}{[1 - (f/pn)\,(I_{\mu t}/I_1)]2\pi pnK \sin\alpha}\,. \tag{26}$$

Der Rapport $I_{\mu t}/I_1$ hängt natürlich von der Spannung, von Strom I_1 und von der Frequenz ab und kann für jeden Transformator vorberechnet werden. Also um die Werte des Stromes I_1 und der Klemmenspannung U_1 zu bestimmen, muss man durch wiederholten Rechnen sich zu den Werten von I_1 mit welchen man das Rechnen begonnen hat, annähern.

Natürlich ist der Einfluss des Magnetisierungsstromes um so bedeutendswerter desto näher zu 1 der Rapport $I_{\mu t}/I_1$ ist, also desto gesättigter der Transformator ist.

Vernachlässigt man die Widerstände r_1 und r_{1t} so wird die Gleichung (26)

$$L_1 = \frac{K_t^2(r_2 + r_{2t})}{2\pi pnK \sin\alpha\; g(I_{\mu t})}\,, \tag{27}$$

wo

$$g(I_{\mu t}) = \frac{1 - (I_{\mu t}/I_1)\,(f/pn)}{1 - I_{\mu t}/I_1} \tag{28}$$

um so näher zu eins ist, desto die Frequenz f sich zu pn annähert.

Falls $f \neq pn$, erziehlt man $g(I_{\mu t}) < 1$ laut den Bemerkungen über den Wert von $I_{\mu t}/I_1$.

Also führt die rechnerische Betrachtung des Magnetisierungstromes des Transformators zur Vergrösserung der Hauptinduktivität L_1 und sowie in [1] und [3] gezeigt wurde, verkleinern sich die Ströme I_m und I_1 und die Klemmenspannung U_1.

6. Erfahrungsmässige Prüfung

Zur erfahrungsmässigen Prüfung wurde ein selbsterregter Drehstrom-stromwendergenerator der aus einen Drehstromreihenschlusstromwendermotor mit 1/1, 5/3,1 KW, 1 750/1 500/800 U/min bei 50 Hz und $2p = 4$ errichtet wurde, benützt.

Der Zwischentransformator von 6 KVA ist mit regelbaren Auzapfungen an der Sekundärwicklung, welche erlauben sämtliche Übersetzungsverhältnisse (Generator und Transformator) K zwischen 0,5 und 10 zu erziehlen, vorgesehen. Dessen Primärspannung bei $f = 50$ Hz ist 380 V.

In Tabelle 1 wird das als Rapport der Windungszahlen

$$K_t = \frac{w_{1t}}{w_{2t}} \tag{29}$$

und als Rapport der Ströme

$$K_t = \frac{I_2}{I_1} \tag{30}$$

berechnete Übersetzungsverhältnis des Zwischentransformators als Funktion des sämtlichen Übersetzungsverhältnisses K, beim mit 1 500 U/min leerlaufenden selbsterregten Generator mit Bürstenverdrehwinkel $\alpha = 32°$, dargestellt.

In derselben Tabelle sind die mit der Beziehung (25) berechnete und die mit einen Frequenzmesser mit Prezisionklasse 0,2 gemessenen Frequenzwerte, dargestellt.

Tabelle 1

K	1,02	1,13	1,27	1,45	1,69	1,84	2,03
$K_t = \frac{w_{1t}}{w_{2t}}$	7,5	8,34	9,37	10,7	12,5	13,6	15
$K_t = \frac{I_2}{I_1}$	10,2	10,3	11	11,3	12,3	13,1	14,8
f berechnet	26	26,75	28,25	30	31,75	33	34,25
f gemessen	26,5	27,5	29	30,75	32,5	33,5	34

Die in dieser Tabelle dargestellten Daten entsprechen den Fall der Magnetisierung des Transformators vom Läufer des Generators, aus. Für diese Werte der Frequenz f, der Drehzahl n, des Schlupfes s, des Bürstenverdrehwinkels α und des Übersetzungsverhältnises K wird der Ausdruck von D (17) negativ.

Die Differenzen zwischen den mit (25) berechneten und den gemessenen Werten der Frequenz verkleinern sich zugleich mit der Annäherung der mit den Beziehungen (29) und (30) rechnerisch erziehlten Werten des Übersetzungsverhältnises des Transformators ; bei $K = 2{,}03$ ändert sich das Vorzeichen dieser Differenz.

Diese Tatsachen werden durch die Verminderung des Magnetisierungsstromes des Transformators zugleich mit dessen Klemmenspannung und durch den Anwachsen der Frequenz, erklärt.

Es wurde erfahrungsmässig eine Vergrösserung der Differenzen zwischen den gemessenen und den berechneten Werten der Frequenz, falls ein Widerstand in Reihe im Ständerkreis geschaltet wird bemerkt, welche auch als Folge der Vergrösserung von $I_{\mu t}$ erklärt werden kann.

Tabelle 2

α°	45	71	90	116	135	148	161
$K = \frac{I_2}{I_1}$	17,4	8,88	8,6	9,65	11,1	11,9	14,4
f berechnet	42,2	44	47	52	58	61	63,25
f gemessen	41,8	43,5	46,5	49,5	53,5	57	59,2

In der Tabelle 2 wird als Funktion des Bürstenverdrehwinkels, α, die Änderung des Übersetzungsverhältnisses des Transformators, K_t, ausgedrückt als Rapport der Ströme I_2/I_1 (Beziehung (30)) und die berechneten mit der Gleichung (25) und erfahrungsmässig gemessenen Werte der Frequenz dargestellt. Das sämtliche Übersetzungsverhältnis ist $K = 4{,}06$ und dieses der Windungszahlen des Transformators (Beziehung (29)) $K_t = 30$. Der Generator lauft leer und ist mit der konstanten Drehzahl $n = 1\,500$ U/min angetrieben.

Diesmal ist D pozitiv also wird der Transformator für alle Werte des Winkels α vom Ständer des Generators aus, magnetisiert.

Also ist die gemessene Frequenz kleiner als die mit der Beziehung (25) berechnete.

7. Schlussfolgerungen

1. Der im Kreis des selbsterregten Drehstromstromwendergenerators arbeitende Zwischentransformator kann seinen Magnetisierungsstrom entweder von dessen Primärseite oder von seiner Sekundärseite, erziehlen.

2. Bei negativen Schlupfen s, $(f < pn)$, und für den Werten von K die sich zu 1 annähern wird der Transformator vom Läufer aus magnetisiert.

3. Der bei Berechnung der Frequenz der selbsterregten Ströme mit der Gleichung (25) erscheinende Rechenfehler, hängt von der Magnetisierungsrichtung des Transformators ab.

4. Für $f = pn$ wird die Hauptinduktivität L_1 praktisch nicht vom Magnetisierungsstrom des Transformators beeinflusst.

5. Die Berücksichtigung von $I_{\mu t}$ führt, falls man die in [1] und [3] dargestellten Rechenmethode nützt, zu kleinere Werte der Ströme I_1 und der Spannungen U_1, bei $f \neq pn$.

6. Die theoretischen Schlüsse sind durch den hier vorgelegten erfahrungsmässigen Daten bestätigt.

Bedeutung der wichtigsten Formelzeichen

$\underline{E}_1$, $\underline{E}_2$, $\underline{E}'_2$, $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$, $\underline{I}'_2$ — die in den Ständer und Läuferwicklungen, bzw. die des Läufers zum Ständer umgerechneten induzierten E. M. K. und Ströme; $\underline{E}_{1t}$, $\underline{E}_{2t}$ — die in der Primär- und Sekundärwicklung des Transformators induzierten E. M. K; $\underline{I}_{1t}$ — Primärstrom des Transformators; $I_{\mu t}$ — dessen Magnetisierungsstrom; I_d — Laststrom; f — Frequenz, p — Polpaarzahl; n — Drehzahl $s = (f - pn)/f$ — Generatorschlupf; $K = K_m K_t$ — sämtliches Übersetzungsverhältnis des Generators und des Transformators; $K_m = w_2 K_{w2}/w_1 K_{w1}$, $K_t = w_{1t}/w_{2t}$ — Übersetzungsverhältnis des Generators bzw. des Transformators; r_1, r_2, r_{1t}, r_{2t}, x_s, x_{2s}, x_{1t}, x_{2t}, L_{1s}, L_{2s}, L_{1t}, L_{2t} — die Wirk- und Blindwiderstände bzw. die Streuinduktivitäten der Ständer- und Läuferwicklungen des Generators bzw. der Primär- und Sekundärwicklungen des Transformators; L_1 und x_1 — Hauptinduktivität und Hauptblindwiderstand des Generators; r_s und x_s — Wirk- und Blindwiderstand der in Reihe geschalteten Last; X_{t0} — Blindwiderstand des Magnetisierungskreises des Transformators; $j = \sqrt{-1}$; $\varepsilon = 2{,}717$; α — Bürstenverdrehwinkel.

Eingegangen am 25. November 1970

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl der elektrischen Maschinen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Bergman I., *Über die Anwendungsmöglichkeit des selbsterregten Drehstromstrom wendergenerators im elektrischen Antrieb mit steuerbarer Frequenz,* (in Rumänisch). Dissertation, Technische Hochschule, Jassy, 1967.
2. Bergman I., Bul. Inst. polit. Iaşi, XI (XV), *1—2*, 261—274 (1965).
3. Bergman I., Bul. Inst. polit. Iaşi, XIII (XVII), *3—4*, 391—402 (1967).
4. Bergman I., Bul. Inst. polit. Iaşi, XIV (XVIII), *1—2*, 409—416 (1968).
5. Bergman I., Bul. Inst. polit. Iaşi, XIV (XVIII), *3—4*, 395—404 (1968).
6. Bergman I., Bul. Inst. polit. Iaşi, XV (XIX), *1—2*, s. III, 97—104 (1969).
7. Corlăţeanu V., Bergman I., Şerban Gh., Leonte P., Ştirbu V., Bul. Inst. polit. Iaşi, VII (XI), *3—4*, 207—220 (1961).

CU PRIVIRE LA INFLUENŢA CURENTULUI DE MAGNETIZARE AL TRANSFORMATORULUI INTERMEDIAR ASUPRA PARAMETRILOR DE FUNCŢIONARE AI GENERATORULUI TRIFAZAT CU COLECTOR AUTOEXCITAT

(Rezumat)

Se stabilesc ecuaţiile generatorului trifazat cu colector autoexcitat, cu considerarea curentului de magnetizare al transformatorului, cu ajutorul cărora se deduc următoarele concluzii:

a) Transformatorul intermediar din circuitul generatorului poate fi magnetizat fie dinspre partea sa primară, fie dinspre cea secundară, în funcţie de valorile frecvenţei f, vitezei de rotaţie n şi raportului de transformare K.

b) Semnul erorii frecvenţei curenţilor autoexcitaţi, calculaţi cu relaţia (25), depinde de partea prin care se produce magnetizarea transformatorului.

c) Se precizează de asemenea influenţa curentului de magnetizare asupra valorilor curentului din stator I_1 şi tensiunii la borne U_1, calculate prin metodele expuse în [1] şi [3].

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.313.823.2

UN NOU MICROMOTOR MAGNETOELECTRIC FĂRĂ COLECTOR

DE

I. SUCHAR şi ADRIAN CREŢU

1. Introducere

Din punct de vedere al cuplului de pornire şi al posibilităţilor de modificare a vitezei de rotaţie, motoarele de curent continuu sînt superioare celor de curent alternativ. Totuşi, prezenţa dispozitivului perii—colector reduce siguranţa în funcţionare şi durata de serviciu a motoarelor de curent continuu, face imposibilă funcţionarea lor la mari altitudini şi în condiţii de vid înaintat, iar scînteile la colector produse de procesul de comutaţie sînt surse de paraziţi radiofonici şi creează pericol în funcţionarea motorului în medii explozive [1]...[6], [11].

Prin înlocuirea colectorului şi periilor cu un sistem static de comutaţie se obţine un motor de curent continuu fără colector[1]), care îmbină simplitatea constructivă, robusteţea şi siguranţa înaltă la funcţionarea de lungă durată — însuşiri caracteristice motoarelor asincrone — cu posibilităţile largi de modificare a vitezei de rotaţie pe care le prezintă motoarele de curent continuu cu colector.

Ideea înlocuirii ansamblului perii—colector cu un sistem static de comutaţie nu este recentă; ea s-a materializat pentru prima dată în jurul anului 1930 cînd E. F. W. Alexanderson a realizat un motor de curent continuu la care periile şi colectorul mecanic, tradiţional, au fost înlocuite printr-o schemă de redresor comandat, cu tiratroane [11].

După anul 1950 s-a ivit posibilitatea realizării de dispozitive statice de comutaţie cu tranzistoare de putere şi apoi cu tiristoare, ceea ce a determinat o intensificare a eforturilor cercetătorilor în direcţia elaborării de noi variante constructive de motoare de curent continuu fără colector, cu performanţe comparabile, unele chiar superioare, în raport cu cele ale motoarelor echivalente de curent continuu cu colector.

În prezent motoarele de curent continuu fără colector se folosesc cu succes la aparatura portabilă de înregistrare şi redare a sunetului, la acţionări cu viteze mari de rotaţie a unor mecanisme şi instalaţii ce necesită siguranţă înaltă în funcţionare, la temperaturi ridicate, în vid înaintat, în spaţiul cosmic şi în medii umede, cu mult praf, corozive sau cu pericol de explozii.

---

[1]) În literatura de specialitate se utilizează şi denumirile de motor de curent continuu fără contacte, motor de curent continuu fără perii sau motor de curent continuu cu comutaţie electronică.

În principiu, motorul de curent continuu fără colector constă dintr-un motor sincron cu înfăşurarea indusă amplasată pe stator şi cu inductorul rotitor (la motoarele magnetoelectrice inductorul este un magnet permanent), un comutator electronic (invertor) fără contacte, cu semiconductoare, alimentat de la o sursă de curent continuu, şi un traductor de poziţie a rotorului, prin intermediul căruia este comandată funcţionarea la momente oportune a comutatorului electronic.

2. Construcţia şi funcţionarea noului micromotor magnetoelectric fără colector

Motorul din prezenta lucrare constituie o confirmare practică a ideilor susţinute în [8] şi [10], în care autorii au arătat pentru prima dată că fenomenul de ferorezonanţă poate fi utilizat la realizarea unui traductor de poziţie a rotorului motoarelor de curent continuu fără colector.

În fig. 1 este reprezentată schematic secţiunea longitudinală prin motor, iar în fig. 2 — schema electrică a motorului magnetoelectric fără colector, realizat.

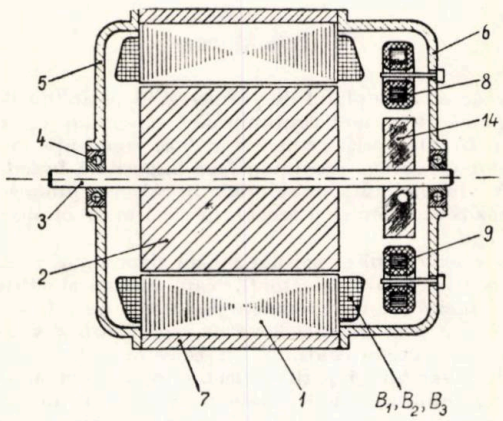


Fig. 1

Statorul motorului are rol de indus şi este alcătuit dintr-un pachet inelar *1* din tole de oţel electrotehnic, prevăzut cu canale axiale în care s-au introdus trei bobine identice B_1, B_2 şi B_3, cu axele decalate la cîte 120°. Rotorul, cu rol de inductor, este constituit dintr-un magnet permanent *2*, bipolar, de formă cilindrică, magnetizat diametral, cu aceeaşi dimensiune axială ca şi cea a miezului statoric *1*, fixat pe arborele de rotaţie *3* ce se sprijină în lagărele cu rulmenţi *4*, prevăzute în scuturile frontale *5* şi *6* realizate din material nemagnetic, fixate de carcasa *7*.

Traductorul de poziţie a rotorului este fără contacte şi se compune dintr-o parte fixă şi o parte rotitoare [8], [10]. Partea fixă este alcătuită din trei circuite ferorezonante serie, identice, cu bobină neliniară, alimen-

tate sub o tensiune alternativă sinusoidală de valoare efectivă și frecvență constante, furnizată de generatorul G, de frecvență audio (fig. 2). Fiecare circuit ferorezonant conține, respectiv, cîte un rezistor liniar R_1, R_2 și R_3, un condensator liniar C_1, C_2 și C_3 și o bobină neliniară L_1, L_2 și L_3. Bo-

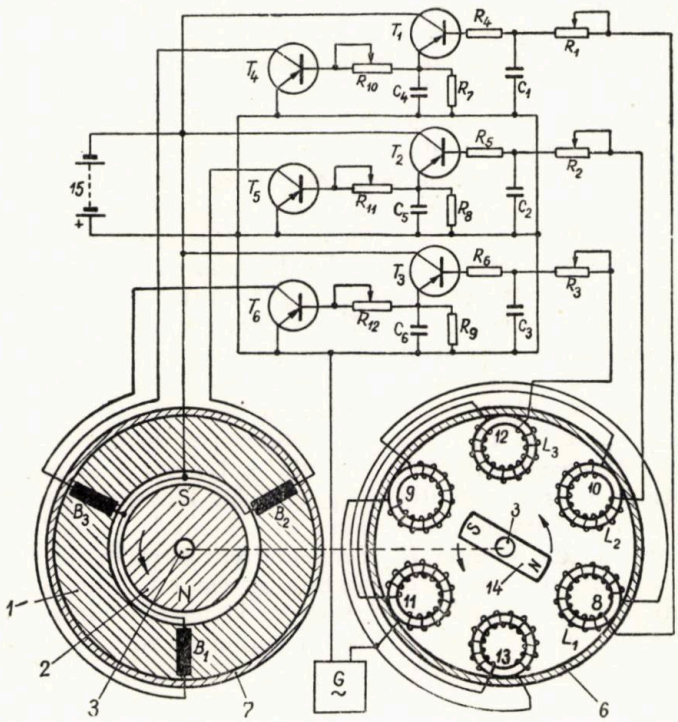


Fig. 2

binele neliniare sînt constituite din șase semibobine identice, realizate pe șase miezuri inelare de ferită *8—9*, *10—11* și *12—13*, identice, cu ciclul de histerezis dreptunghiular, fixate de statorul motorului și dispuse la cîte 60° într-un plan perpendicular pe arborele mașinii. Deci fiecare bobină neliniară folosește cîte două semibobine legate în serie, situate pe cîte două miezuri de ferită, fără întrefier, dispuse diametral.

Partea rotitoare a traductorului ferorezonant de poziție a rotorului motorului este formată dintr-un magnet permanent *14*, bipolar, în formă de bară, fixat pe același arbore de rotație *3* ca și inductorul motorului și care se rotește în același plan cu cel în care se află cele șase miezuri de ferită de pe stator.

Comutatorul electronic, alimentat de la o sursă de curent continuu *15*, conține trei unități identice, compuse din cîte două tranzistoare T_1-T_4, T_2-T_5 și T_3-T_6, în montaj cu emitor comun [7]. Joncțiunile bază—emitor ale tranzistoarelor T_1, T_2 și T_3 funcționează ca redresoare, iar grupările de rezistoare și condensatoare R_7-C_4, R_8-C_5 și R_9-C_6 au rol de filtru electric. Potențiometrele R_{10}, R_{11} și R_{12} permit modificarea după necesități a curentului prin bobinele B_1, B_2 și B_3.

Cînd căderile de tensiune de la bornele condensatoarelor C_1, C_2 și C_3 au valori mici (în absența ferorezonanței), determinate de valoarea minimă a curentului și de parametrii circuitelor ferorezonante, toate tranzistoarele comutatorului sînt blocate. Dacă, de exemplu, axa polilor magnetului permanent *14* se suprapune peste linia care unește centrele miezurilor de ferită *8—9*, dispuse diametral, bobina neliniară de inductanță proprie L_1 va fi premagnetizată de cîmpul magnetului *14*, iar în circuitul ferorezonant respectiv va avea loc bascularea prin salt a curentului, de la valoarea minimă la cea maximă [9]. Ca urmare, căderea de tensiune de la bornele condensatorului C_1 va fi suficient de mare pentru a comanda deblocarea tranzistorului T_1 și apoi a lui T_4, permițînd astfel trecerea curentului prin bobina statorică B_1. În consecință, magnetul permanent *2* se va roti cu un anumit unghi, de exemplu în sens antiorar, determinînd îndepărtarea magnetului *14* de bobina neliniară L_1 și apropierea sa de L_2. Astfel premagnetizarea miezurilor *8—9* ale bobinei L_1 devine insuficientă pentru întreținerea ferorezonanței și va avea loc bascularea prin salt a curentului respectiv de la valoarea maximă la cea minimă. În acest mod este deconectat curentul din bobina B_1 și concomitent intră în funcțiune al doilea circuit ferorezonant, deci va fi alimentată în final bobina B_2, apoi bobina B_3 și așa mai departe, astfel încît, practic, ia naștere un cîmp magnetic învîrtitor care va supune rotorul *2* la un cuplu de rotație de același sens.

3. Rezultate experimentale

Încercările experimentale au urmărit confirmarea justeței ipotezelor susținute în [8] și [10] privind posibilitatea de realizare și de funcționare a motoarelor de curent continuu fără colector, la care poziția axei cîmpului magnetic inductor față de axa cîmpului magnetic al indusului să fie detectată cu ajutorul unui traductor ferorezonant de poziție a rotorului.

Micromotorul magnetoelectric fără colector, a cărui schemă este reprezentată în fig. 3, a fost realizat conform schemei electrice de principiu din fig. 2, în condiții tehnice susceptibile de multe ameliorări. El dezvoltă la arbore o putere utilă de circa 3 W, la $n = 1\,500$ rot/min și $U = 15$ V.

Comutatorul electronic utilizat conține următoarele elemente componente : tranzistoarele T_1, T_2 și T_3 — de tipul AC 180, tranzistoarele T_4, T_5 și T_6 — de tipul EFT 214, rezistoarele R_4, R_5 și R_6 — de 1 kΩ, R_7, R_8 și R_9 — de 250 Ω, R_{10}, R_{11} și R_{12} — de 500 Ω, iar condensatoarele C_4,

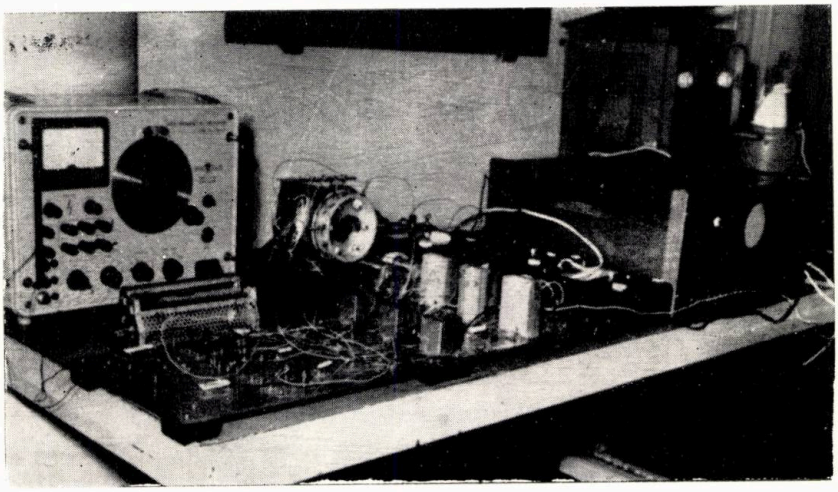
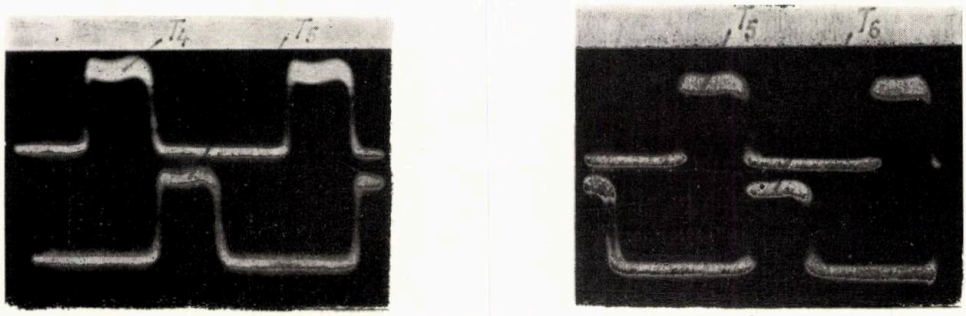


Fig. 3



a *b*

Fig. 5

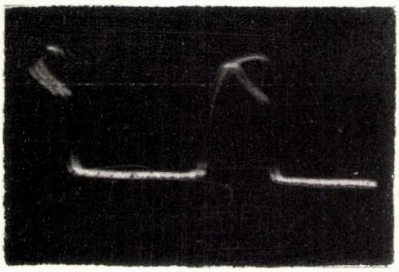


Fig. 6

C_5 și C_6 — de 4 μF. La realizarea traductorului de poziție a rotorului s-au folosit ferite de comutație, inelare, cu diametrul exterior de 9 mm și cu cel interior de 5 mm, pe care s-au bobinat cîte 50 spire din conductor de cupru, emailat, cu diametrul de 0,30 mm. S-au folosit condensatoare C_1, C_2, C_3 de 0,25 μF și potențiometre R_1, R_2, R_3 de 5 Ω, prin reglarea cărora se poate modifica, după necesități, durata și amplitudinea impulsurilor de comandă furnizate de traductorul ferorezonant de poziție a rotorului [9].

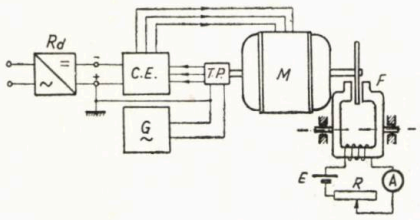


Fig. 4

Pentru efectuarea încercărilor experimentale s-a folosit schema din fig. 4, în care : *Rd* — redresor reglabil, pentru intervalul 2...24 V și 5 A c. c., *CE* — comutator electronic, *TP* — traductor ferorezonant de poziție a rotorului, *M* — micromotor magnetoelectric fără colector, *G* — oscilator de audiofrecvență, Orion, tip TR-0101-F, pentru 20 kHz și 3...4 V, *F* — frînă electromagnetică (de construcție proprie).

Comutatorul electronic funcționează sigur și în regim economic [2], [6] dacă impulsurile furnizate de traductorul de poziție au fronturile de creștere și de descreștere cu panta foarte mare și dacă raportul k dintre valoarea maximă și cea reziduală a impulsurilor de comandă este cel puțin egal cu 3. Oscilogramele din fig. 5 *a* și *b* arată că impulsurile de comandă a tranzistoarelor T_4 și T_5, respectiv T_5 și T_6, au formă dreptunghiulară și îndeplinesc condițiile necesare (de exemplu, $k \geqslant 30$). Se remarcă, de asemenea, lipsa pauzelor și a suprapunerilor între impulsuri.

La motorul realizat, în decursul unei rotații complete (2π radiani) a rotorului, fiecare tranzistor T_4, T_5, T_6 conduce pe rînd de cîte două ori pe o durată corespunzătoare la cîte $\pi/3$ radiani, cu repetiție din π în π radiani.

Forma curentului ce străbate bobinele B_1, B_2, B_3 de pe statorul motorului este reprezentată în oscilograma din fig. 6.

La motoarele magnetoelectrice fără colector viteza de rotație poate fi modificată [2], [4] prin variația tensiunii de alimentare, a cuplului de frînare, a momentului comutației și a rezistenței circuitului indusului (asupra fluxului de excitație produs de rotor nu se poate interveni ușor deoarece inductorul este un magnet permanent).

În fig. 7 se reprezintă o familie de caracteristici $n = f(U)$ la cuplu pe arbore constant (M = const.), din care se observă că viteza de rotaţie variază liniar cu tensiunea de alimentare. Modelul experimental de micromotor realizat nu a putut fi încercat la $U > 16$ V din cauză că s-ar fi depăşit valoarea limită admisibilă a tensiunii emitor—colector a tranzistoarelor T_1, T_2 şi T_3 utilizate. La efectuarea încercărilor experimentale, viteza de rotaţie a fost măsurată cu un stroboscop tip TR-5 501 (de provenienţă ungurească), iar cuplul util, cu ajutorul unei frîne electromagnetice de dimensiuni adecvate.

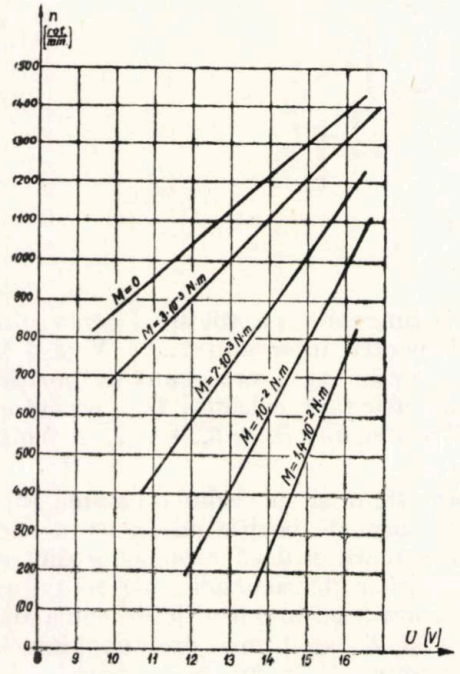


Fig. 7

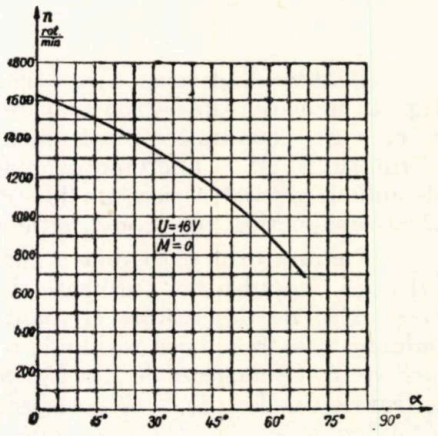


Fig. 8

Caracteristica $n = f(\alpha)$, la U = const. şi M = const. (încercarea s-a efectuat cu motorul funcţionînd practic la gol), reprezentată în fig. 8, ilustrează posibilitatea de modificare a vitezei de rotaţie prin reglarea unghiului α dintre axa polilor magnetului inductor al motorului şi axa polilor magnetului permanent care constituie partea rotitoare a traductorului ferorezonant de poziţie a rotorului. În fond acest procedeu de modificare a vitezei de rotaţie constă în reglarea momentului de comutaţie a tranzistoarelor şi este analog operaţiei de decalare faţă de axa neutră a periilor motorului de curent continuu cu colector.

În fig. 9 este reprezentată o familie de caracteristici mecanice $n = f(M)$ ale motorului realizat, trasate la diverse tensiuni de alimentare. Se constată că aceste caracteristici sînt oarecum asemănătoare cu cele de la motorul de curent continuu cu colector, cu excitație compound-adițională.

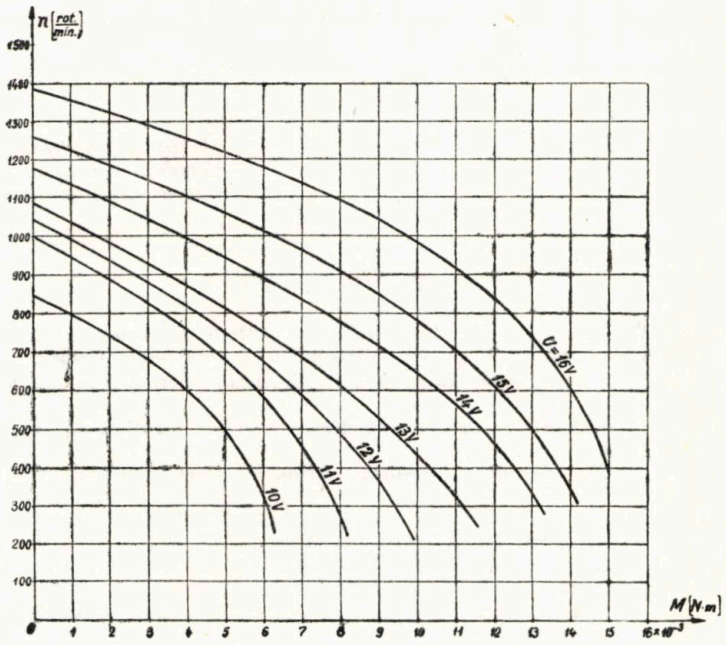


Fig. 9

Toate caracteristicile prezentate, cu excepția celei din fig. 8, au fost trasate la $\alpha \approx 25° = \text{const.}$ și la același curent de bază ($I_b = 30$ mA) prin tranzistoarele T_4, T_5 și T_6.

4. Concluzii

1. S-a conceput și realizat un model experimental al unui nou micromotor magnetoelectric fără colector, care folosește un traductor ferorezonant de poziție a rotorului, propus pentru prima dată de autori în [8] și [10].

2. Micromotorul studiat prezintă următoarele avantaje: a) construcția este simplă și robustă, b) dezvoltă cuplu la pornire, c) nu posedă contacte alunecătoare, d) funcționarea este silențioasă și sigură într-o

gamă largă de variaţie a temperaturii, în medii umede sau explozive, în atmosferă rarefiată, la vibraţii şi acceleraţii puternice etc.

3. Asupra micromotorului s-au efectuat unele încercări experimentale care au scos în evidenţă o seamă de însuşiri interesante pentru aplicaţii practice.

4. Modelul experimental de micromotor magnetoelectric fără colector este susceptibil de unele ameliorări constructive precum şi ale parametrilor de funcţionare.

5. Un studiu teoretic al acestui tip de micromotor va fi prezentat într-o altă lucrare.

Primită la 29 februarie 1972

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de maşini electrice,
Laboratorul de electrotehnică generală

BIBLIOGRAFIE

1. Dittrich W., Rainer E., *Elektronikmotor DMc 3, ein neuer kollektorloser Gleichstrom-Kleinstmotor.* Siemens-Zeitschrift, **9**, 690—693 (1966).
2. Дубенский А. А., *Бесконтактные двигатели постоянного тока.* Изд. „Энергия", М., 1967.
3. Kröger G., *Kollektorlose Gleichstrommotoren.* Archiv für techn. Messen, **387**, 79—82 (1968).
4. Măgureanu R., *Maşini cu comutaţie electronică.* Electrotehnica, **17**, *12*, 447—455 (1969).
5. Moczala H., Pieplow H., *Kollektorlose Gleichstrommotoren für Tonbandgeräte.* Radio mentor, **5**, 341—354 (1965).
6. Овчинников И. Е., Лебедев Н. И., *Бесконтактные двигатели постоянного тока автоматических устройств.* Изд. „Наука", М., 1966.
7. Lüder E., *Ein kontaktloser Schalter mit Hilfe des Ferroresonanzkreises.* ETZ-A, **90**, *7*, 158—161 (1969).
8. Suchar I., Creţu A., *Traductor pentru comanda comutaţiei statice.* Invenţie, dosar O. S. I. M., Nr. 63 775, 30 iunie 1970.
9. Suchar I., Creţu A., Şerban Gh., *Contribuţii la studiul circuitului ferorezonant serie.* Electrotehnica, **18**, *10*, 376—381 (1970).
10. Suchar I., Şerban Gh., Creţu A., *Traductor ferorezonant de poziţie a rotorului, de viteză de rotaţie şi de unghi de rotaţie.* Comunicare prezentată la sesiunea ştiinţifică, Inst. polit. Iaşi, 2—4 iulie 1970.
11. Wilson T. G., Trickey P. H., *D—C Machine with Solid-state Commutation.* Electr. Eng. **81**, *11*, 879—884 (1962).

UN NOUVEAU MICROMOTEUR MAGNÉTOÉLECTRIQUE SANS COLLECTEUR

(Résumé)

On présente les résultats expérimentaux obtenus sur un modèle de micromoteur magnétoélectrique sans collecteur, réalisé par les auteurs, qui utilise un traducteur ferrorésonant de la position du rotor, dont la conception est originale.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.3.072.1

PRÉCISIONS CONCERNANT L'ÉLABORATION DES SCHÉMAS ÉQUIVALENTS DES TRANSFORMATEURS DE RÉGLAGE TRANSVERSAL *)

PAR

VIRGIL ALEXANDRESCU, IOSIF BERGMAN, AL. POEATĂ et GH. CÎRŢINĂ

1. Introduction

Dans un réseau bouclé non homogène ($r/x \neq$ const.) on peut obtenir une circulation économique des puissances, en introduisant, dans chaque cycle indépendant, une installation de réglage longo - transversal [1], [2]. L'utilité de cette installation est évidente surtout au fonctionnement en parallèle des lignes de transport à tensions différentes. On peut attacher aux transformateurs principaux de liaison, d'une certaine manière, des dispositifs de réglage contenant des transformateurs spéciaux, qui permettent d'introduire une tension supplémentaire en phase (réglage longitudinal) ou en quadrature (réglage transversal) avec la tension du réseau. De pareils dispositifs peuvent être réalisés aussi d'une manière indépendante et on peut les installer, théoriquement, à n'importe quel point du réseau.

Dans les problèmes d'optimisation la composante longitudinale de la tension supplémentaire nécessaire a une valeur réduite par rapport à celle transversale. Aussi peut-on employer, avec de bons résultats, uniquement le réglage transversal [3].

Cette Note, qui fait suite à des préoccupations antérieures [4], est consacrée aux possibilités de réaliser des transformateurs indépendants de réglage transversal et se propose d'accroître la précision des schémas équivalents de ces transformateurs jusqu'au niveau des transformateurs ordinaires.

2. Considérations sur la réalisation de l'installation de réglage transversal

L'installation de réglage transversal (fig. 1) est constituée par un transformateur T ayant un enroulement (secondaire) en série avec la ligne, l'autre enroulement (primaire) étant alimenté par un transformateur (ou bien

*) Présentée lors de la session scientifique de l'Institut Polytechnique de Jassy, 2—4 Juillet 1970.

autotransformateur) auxiliaire T_a, pourvu de prises réglables en double sens [1], [3]. Le transformateur T_a, alimenté à partir du réseau, est branché de telle manière qu'une phase du transformateur T soit excitée par les deux autres phases du réseau.

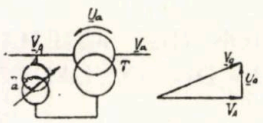


Fig. 1

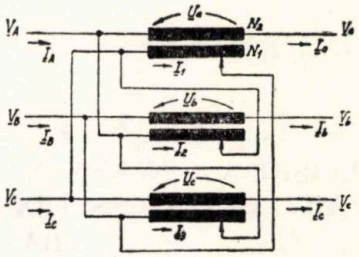


Fig. 2

Afin de simplifier l'installation on éliminera le transformateur auxiliaire et on emploiera uniquement le transformateur T avec des prises de réglage dans le primaire, alimenté directement au réseau (fig. 2). On peut réaliser le changement de la tension $\underline{U}_a$ à l'aide d'un inverseur de sens introduit dans le primaire.

Il faut dimensionner l'enroulement secondaire à un nombre de spires N_2 choisi de telle manière que, le primaire étant complètement introduit, la tension U_a représente la valeur minimum nécessaire. Plus la valeur minimum de la tension U_a sera grande, d'autant le nombre minimum de spires N_1 du primaire sera réduit. Les dimensions du transformateur seront donc fonction des valeurs extrêmes de la tension U_a.

L'installation peut être mise hors fonction en déconnectant l'enroulement primaire et en court-circuitant soit le primaire, soit le secondaire. Dans le premier cas, l'impédance de court-circuit du transformateur reste connectée en série avec la ligne.

3. Équations de fonctionnement du schéma

En introduisant les notations : R_1, X_1 ; R_2, X_2 — résistances et réactances de dispersion des enroulements primaire et secondaire, Φ — flux principal du transformateur, I_0 — courant de fonctionnement à vide et les impédances $\underline{Z}_1 = R_1 + \mathrm{j}X_1$, $\underline{Z}_2 = R_2 + \mathrm{j}X_2$, et en considérant symétriques les systèmes de courants et tensions, on peut écrire, pour le schéma représenté dans la fig. 1, les équations matricielles suivantes :

$$(1) \qquad \begin{bmatrix} \underline{V}_C - \underline{V}_B \\ \underline{V}_A - \underline{V}_C \\ \underline{V}_B - \underline{V}_A \end{bmatrix} = \underline{Z}_1 \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{bmatrix} + \mathrm{j}\,\omega N_1 \underline{\Phi} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix},$$

$$(2) \qquad -\begin{bmatrix} \underline{U}_a \\ \underline{U}_b \\ \underline{U}_c \end{bmatrix} = \underline{Z}_2 \begin{bmatrix} \underline{I}_a \\ \underline{I}_b \\ \underline{I}_c \end{bmatrix} + \mathrm{j}\,\omega N_2 \underline{\Phi} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix},$$

$$(3) \quad N_1 \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{bmatrix} + N_2 \begin{bmatrix} \underline{I}_a \\ \underline{I}_b \\ \underline{I}_c \end{bmatrix} = N_1 \begin{bmatrix} \underline{I}_{10} \\ \underline{I}_{20} \\ \underline{I}_{30} \end{bmatrix}, \qquad (4) \quad \begin{bmatrix} \underline{V}_a \\ \underline{V}_b \\ \underline{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{V}_A \\ \underline{V}_B \\ \underline{V}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{U}_a \\ \underline{U}_b \\ \underline{U}_c \end{bmatrix},$$

$$(5) \qquad \begin{bmatrix} \underline{I}_A \\ \underline{I}_B \\ \underline{I}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{I}_a \\ \underline{I}_b \\ \underline{I}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{I}_2 - \underline{I}_3 \\ \underline{I}_3 - \underline{I}_1 \\ \underline{I}_1 - \underline{I}_2 \end{bmatrix}.$$

Dans (1) et (5) on observe que les équations correspondant à une certaine phase contiennent des grandeurs d'état des deux autres phases. En exprimant les grandeurs d'état d'une phase fonction des grandeurs correspondant aux deux autres phases les équations (1) et (5) deviennent

$$(1') \qquad \mathrm{j}\sqrt{3} \begin{bmatrix} \underline{V}_A \\ \underline{V}_B \\ \underline{V}_C \end{bmatrix} = \underline{Z}_1 \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{bmatrix} + \mathrm{j}\,\omega N_1 \underline{\Phi} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix},$$

$$(5') \qquad \begin{bmatrix} \underline{I}_A \\ \underline{I}_B \\ \underline{I}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{I}_a \\ \underline{I}_b \\ \underline{I}_c \end{bmatrix} - \mathrm{j}\sqrt{3} \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{bmatrix}.$$

4. Schéma équivalent

Les relations (1') et (5') permettent d'écrire les équations d'une phase uniquement en fonction des grandeurs d'état associées à la phase respective. On va considérer, par conséquant, les équations d'une phase pour en déduire le schéma équivalent de l'ensemble.

En notant $\underline{E}_1 = -\mathrm{j}\omega N_1 \underline{\Phi}$ et $\underline{E}_2 = -\mathrm{j}\omega N_2 \underline{\Phi}$ on a :

$$(6) \qquad \mathrm{j}\sqrt{3}\,\underline{V}_A = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{E}_1, \qquad (7) \qquad -\underline{U}_a = \underline{Z}_2 \underline{I}_a - \underline{E}_2,$$

$$(8) \quad N_1 \underline{I}_1 + N_2 \underline{I}_a = N_1 \underline{I}_{10}\,, \quad (9) \quad \underline{V}_a = \underline{V}_A + \underline{U}_a\,, \quad (10) \quad \underline{I}_A = \underline{I}_a - \mathrm{j}\sqrt{3}\,\underline{I}_1.$$

On rapporte les grandeurs primaires du transformateur à l'enroulement secondaire. En multipliant l'équation (6) par N_2/N_1 et en divisant l'équation (8) par N_2 on en obtient :

$$(11) \quad j\sqrt{3}\,\frac{N_2}{N_1}\underline{V}_A = \underline{Z}'_1\underline{I}'_1 - \underline{E}_2\,, \qquad (12) \quad \underline{I}'_1 = -\underline{I}_a + \underline{I}'_{10},$$

où :

$$\underline{Z}'_1 = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \underline{Z}_1\,, \quad \underline{I}'_1 = \frac{N_1}{N_2}\underline{I}_1\,, \quad \underline{I}'_{10} = \frac{N_1}{N_2}\underline{I}_{10}\,.$$

En notant :

$$(13) \qquad \underline{I}_p = -j\sqrt{3}\,\underline{I}_1 = -j\sqrt{3}\,\frac{N_2}{N_1}\underline{I}'_1,$$

l'équation (10) devient :

$$(14) \qquad \underline{I}_A = \underline{I}_a + \underline{I}_p$$

et l'équation (11), compte tenant de (7), peut être écrite sous la forme :

$$(15) \qquad -j\sqrt{3}\,\frac{N_2}{N_1}\underline{V}_A = -\underline{Z}'_1\underline{I}'_1 + \underline{U}_a + \underline{Z}_2\underline{I}_a.$$

En introduisant le rapport de transformation complexe :

$$(16) \qquad \underline{K} = j\,\frac{1}{\sqrt{3}}\cdot\frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{\sqrt{3}}\cdot\frac{N_1}{N_2}\,e^{j90^\circ},$$

il résulte de (13) que $\underline{I}_p = \dfrac{1}{\underline{K}}\underline{I}'_1$ et avec la notation $\underline{V}_A = \underline{K}\underline{V}'_A$ on obtient:

$$(17) \qquad \underline{V}'_A = -\underline{Z}'_1\underline{I}'_1 + \underline{Z}_2\underline{I}_a + \underline{U}_a\,.$$

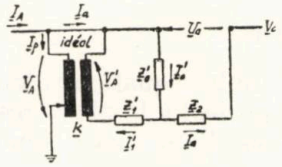


Fig. 3

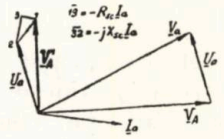


Fig. 4

Les équations (12), (14) et (17) permettent de déterminer un schéma équivalent (fig. 3) où l'on a introduit le transformateur idéal à rapport de transformation complexe $\underline{K}$.

Dans le cas où l'on néglige l'impédance d'aimantation du transformateur, en introduisant l'impédance de court-circuit $\underline{Z}_{sc} = \underline{Z}'_1 + \underline{Z}_2$ (où $R_{sc} = R'_1 + R_2$ et $X_{sc} = X'_1 + X_2$), on obtient le schéma équivalent simplifié avec le diagramme phasoriel correspondant (fig. 4).

Si l'on prend en considération aussi le transformateur T_a (fig. 1) on obtiendra, par les méthodes indiquées dans [4] de même que dans ce travail-ci, le même schéma équivalent que dans [4], où le transformateur idéal a le rapport de transformation complexe $\underline{K} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{n_1 N_1}{n_2 N_2} e^{j90^\circ}$. On a noté par n_1, n_2 les nombres de spires primaires et secondaires de T_a.

5. Conclusions

1. On peut réaliser l'installation de réglage transversal par un schéma plus simple que ceux usuels, à l'aide d'un seul transformateur avec des prises réglables dans le primaire.

2. Le schéma équivalent du réglage transversal, établi dans ce travail avec une précision élevée, constitue une généralisation du schéma donné dans [4] en introduisant dans celle-ci un transformateur idéal ayant un rapport de transformation complexe.

Reçue le 2 Novembre 1971

Institut Polytechnique, Jassy
Chaire d'électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Holmski V. G., *Aplicarea transformatoarelor de reglaj în reţelele electrice* (trad. du russe). Ed. Tehn., Buc., 1952.
2. Henriet P., *Fonctionnement et protection des réseaux de transport d'électricité.* Gauthier-Villars, Paris, 1963.
3. Potolea E., *Calculul regimului permanent al sistemelor electrice.* Ed. Tehn., Buc., 1967.
4. Alexandrescu V., Bergman I., Poeată Al., Cîrţină Gh., *Contribution à l'étude du réglage de la tension dans les réseaux électriques à l'aide des transformateurs survolteurs.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XVII (XXI), *3—4*, s. III, 109—118 (1971).
5. Мельников Н. А. и др., *Регулирование напряжения в электрических сетьях.* Изд. „Энергия", М., 1968.

UNELE PRECIZĂRI PRIVIND ÎNTOCMIREA SCHEMELOR ECHIVALENTE ALE TRANSFORMATOARELOR DE REGLAJ TRANSVERSAL

(Rezumat)

Se urmăreşte ridicarea preciziei schemelor echivalente ale transformatoarelor de reglaj transversal pînă la nivelul schemelor folosite curent în cazul transformatoarelor obişnuite.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

C Z. 621.313.333.021.1/3

ASUPRA UNEI METODE DE STUDIU A FUNCȚIONĂRII MOTORULUI ASINCRON LA ALIMENTAREA PRIN IMPEDANȚE STATORICE NESIMETRICE

DE

I. ȚIȚARIU

1. Introducere

După cum este cunoscut, studiul funcționării motorului asincron la alimentarea prin impedanțe statorice nesimetrice este deosebit de necesar în cazul introducerii în circuitul statoric al motorului asincron a unor impedanțe reglabile, de exemplu amplificatoare magnetice, în scopul modificării cuplului sau turației, pornirii line etc.

Spre deosebire de schemele de alimentare cu tensiuni nesimetrice, la care se poate considera gradul de nesimetrie $\varepsilon = V_i/V_d$ constant, în cazul introducerii unor impedanțe statorice diferite pe fazele motorului, dezechilibrul care apare depinde atît de valoarea impedanțelor cît și de alunecarea motorului.

Dacă impedanțele receptorului ar fi aceleași, atît pentru sistemul direct cît și pentru sistemul invers, determinarea curenților din circuite și a tensiunilor la bornele receptorului poate fi efectuată cu destulă ușurință. În cazul motorului asincron impedanțele echivalente pentru cele trei succesiuni, $\underline{Z}_0$, $\underline{Z}_i$, $\underline{Z}_d$, diferă, astfel încît rezolvarea diverselor scheme este realizată pentru fiecare caz în parte.

În lucrare se prezintă o metodă generală de studiu în scopul determinării curenților, tensiunilor și cuplului motorului asincron în cazul schemelor practice de alimentare prin impedanțe statorice diferite.

2. Principalele scheme de alimentare a motorului asincron prin impedanțe statorice

Pentru reglarea monofazată se folosesc variantele de scheme din fig. 1 și fig. 2, respectiv schema monofazată tip *simplex* și tip *duplex*.

Cazurile limită teoretice corespunzătoare schemei din fig. 1 sînt: $\underline{Z}_c = 0$, cînd se obține alimentarea simetrică și $\underline{Z}_c = \infty$, cînd se obține funcționarea motorului cu o fază întreruptă. Reglarea monofazată tip duplex, reprezentată în fig. 2, permite și inversarea

sensului de rotație. În acest scop este folosit un transformator defazor T cu raportul de transformare 1 și două impedanțe comandate $\underline{Z}_c$ și $\underline{Z}_{c_1}$. În cazul limită $\underline{Z}_c = 0$, $\underline{Z}_{c_1} = \infty$, la bornele motorului se obține triunghiul tensiunilor a, b, c, reprezentat în fig. 3, corespunzător unui anumit sens de rotație, iar în cazul $\underline{Z}_{c_1} = 0$, $\underline{Z}_c = \infty$ rezultă triunghiul $a_1 b_1 c_1$, corespunzător celuilalt sens.

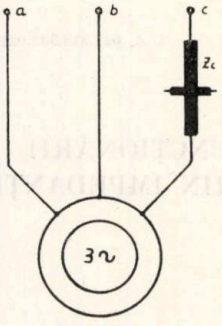


Fig. 1

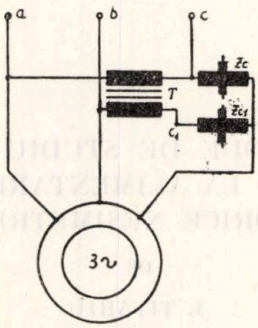


Fig. 2

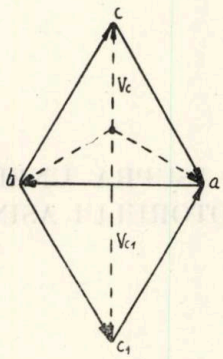


Fig. 3

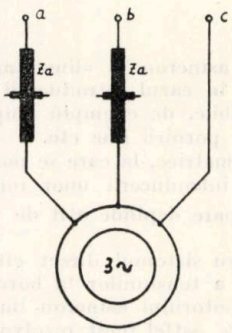


Fig. 4

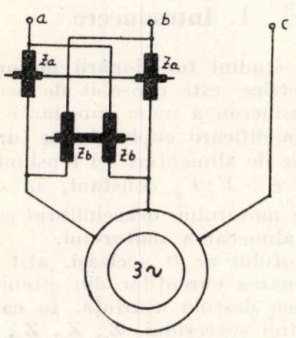


Fig. 5

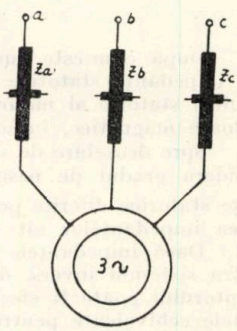


Fig. 6

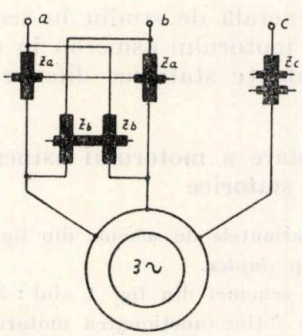


Fig. 7

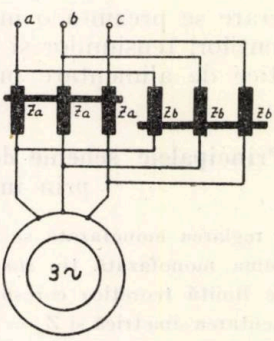


Fig. 8

În fig. 4 și 5 se reprezintă cele două variante de scheme pentru reglarea bifazată. Cu ajutorul schemei tip duplex din fig. 5 se pot obține drept cazuri limită regimul de funcționare simetrică într-un sens de rotație sau în celălalt, după cum $\underline{Z}_a = 0$, $\underline{Z}_b = \infty$ sau invers.

În sfîrșit variantele de scheme pentru reglarea trifazată sînt indicate în fig. 6...8. Schema din fig. 6 este folosită pentru reglarea într-un singur sens de rotație, iar schemele din fig. 7 și 8 pentru reglarea în ambele sensuri.

3. Metoda generală de studiu

Se consideră schema generală reprezentată în fig. 9, în care motorul asincron este alimentat prin impedanțele $\underline{Z}_{a_1}$, $\underline{Z}_{b_1}$, $\underline{Z}_{c_1}$ de la sistemul de tensiuni $\underline{V}_{a_1}$, $\underline{V}_{b_1}$, $\underline{V}_{c_1}$ iar prin impedanțele $\underline{Z}_{a_2}$, $\underline{Z}_{b_2}$, $\underline{Z}_{c_2}$ de la un alt sistem de tensiuni, $\underline{V}_{a_2}$, $\underline{V}_{b_2}$, $\underline{V}_{c_2}$. Diversele scheme posibile de conectare a impedanțelor se pot obține din această schemă generală, prin particularizare.

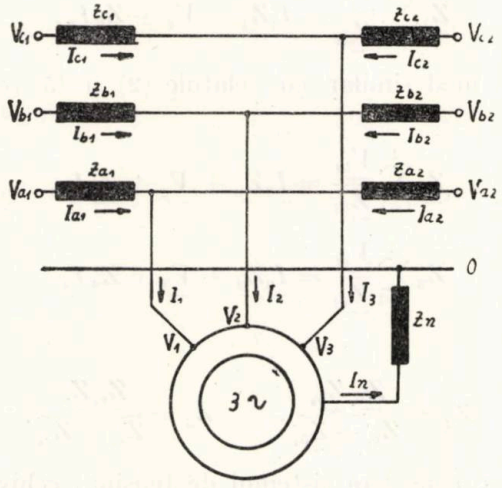


Fig. 9

Dacă $\underline{V}_1$, $\underline{V}_2$, $\underline{V}_3$ sînt tensiunile la bornele motorului, $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$, $\underline{I}_3$ curenții prin fazele motorului, $\underline{I}_n$ curentul pe circuitul de nul, de impedanță $\underline{Z}_n$, se pot scrie ecuațiile :

$$(1) \qquad \underline{V}_{ai} = \underline{Z}_{ai}\underline{I}_{ai} + \underline{V}_1 + \underline{Z}_n\underline{I}_n, \qquad (2) \quad \underline{V}_{bi} = \underline{Z}_{bi}\underline{I}_{bi} + \underline{V}_2 + \underline{Z}_n\underline{I}_n,$$

$$(3) \qquad \underline{V}_{ci} = \underline{Z}_{ci}\underline{I}_{ci} + \underline{V}_3 + \underline{Z}_n\underline{I}_n, \quad (i = 1, 2),$$

$$(4)\quad \underline{I}_1 = \sum_{i=1}^{2} \underline{I}_{ai}, \qquad (5)\quad \underline{I}_2 = \sum_{i=1}^{2} \underline{I}_{bi}, \qquad (6)\quad \underline{I}_3 = \sum_{i=1}^{2} \underline{I}_{ci},$$

$$(7)\quad \underline{I}_n = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3.$$

Din ecuațiile (1) și (4) se obține :

$$(8)\quad \sum_{i=1}^{2} \frac{\underline{V}_{ai}}{\underline{Z}_{ai}} = \underline{I}_1 + \underline{V}_1 \sum_{i=1}^{2} \frac{1}{\underline{Z}_{ai}} + \underline{Z}_n \underline{I}_n \sum_{i=1}^{2} \frac{1}{\underline{Z}_{ai}}.$$

Notînd cu

$$(9)\quad \underline{Z}_1 = \sum_{i=1}^{2} \frac{1}{\underline{Z}_{ai}} = \frac{\underline{Z}_{a_1} \underline{Z}_{a_2}}{\underline{Z}_{a_1} + \underline{Z}_{a_2}}$$

relația (8) poate fi scrisă sub forma :

$$(10)\quad \underline{Z}_1 \sum_{i=1}^{2} \frac{\underline{V}_{ai}}{\underline{Z}_{ai}} = \underline{I}_1 \underline{Z}_1 + \underline{V}_1 + \underline{Z}_n \underline{I}_n.$$

Procedînd în mod similar cu relațiile (2) și (5) respectiv (3) și (6), rezultă :

$$(11)\quad \underline{Z}_2 \sum_{i=1}^{2} \frac{\underline{V}_{bi}}{\underline{Z}_{bi}} = \underline{I}_2 \underline{Z}_2 + \underline{V}_2 + \underline{Z}_n \underline{I}_n,$$

$$(12)\quad \underline{Z}_3 \sum_{i=1}^{2} \frac{\underline{V}_{ci}}{\underline{Z}_{ci}} = \underline{I}_3 \underline{Z}_3 + \underline{V}_3 + \underline{Z}_n \underline{I}_n,$$

unde :

$$(13)\quad \underline{Z}_2 = \frac{\underline{Z}_{b_1} \underline{Z}_{b_2}}{\underline{Z}_{b_1} + \underline{Z}_{b_2}}, \qquad \underline{Z}_3 = \frac{\underline{Z}_{c_1} \underline{Z}_{c_2}}{\underline{Z}_{c_1} + \underline{Z}_{c_2}}.$$

Dacă acum se consideră sistemul de tensiuni echivalent $\underline{V}_A$, $\underline{V}_B$, $\underline{V}_C$, definit de relațiile :

$$(14)\quad \underline{V}_A = \underline{Z}_1 \sum_{i=1}^{2} \frac{\underline{V}_{ai}}{\underline{Z}_{ai}}, \qquad \underline{V}_B = \underline{Z}_2 \sum_{i=1}^{2} \frac{\underline{V}_{bi}}{\underline{Z}_{bi}}, \qquad \underline{V}_C = \underline{Z}_3 \sum_{i=1}^{2} \frac{\underline{V}_{ci}}{\underline{Z}_{ci}},$$

se obține în final sistemul de ecuații :

$$(15)\quad \underline{V}_A = \underline{I}_1 \underline{Z}_1 + \underline{V}_1 + \underline{Z}_n \underline{I}_n, \quad \underline{V}_B = \underline{I}_2 \underline{Z}_2 + \underline{V}_2 + \underline{Z}_n \underline{I}_n, \quad \underline{V}_C = \underline{I}_3 \underline{Z}_3 + \underline{V}_3 + \underline{Z}_n \underline{I}_n.$$

Adăugînd și ecuația pentru curenți (7) se observă că pentru acest sistem de ecuații se poate considera schema echivalentă de calcul din fig. 10. Se ajunge astfel la o schemă obișnuită în care sistemul de tensiuni $\underline{V}_A$,

$\underline{V}_B$, $\underline{V}_C$ este definit de relațiile (14) iar impedanțele $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$ de relațiile (9) și (13).

Notînd cu $\underline{V}'_0$, $\underline{V}'_d$, $\underline{V}'_i$ componentele de succesiune homopolară, directă și inversă ale sistemului de tensiuni echivalent $\underline{V}_A$, $\underline{V}_B$, $\underline{V}_C$, cu $\underline{V}_0$, $\underline{V}_d$, $\underline{V}_i$, respectiv $\underline{I}_0$, $\underline{I}_d$, $\underline{I}_i$, aceleași componente ale tensiunilor la borne și curenților prin motor, se pot scrie ecuațiile :

$$(16)\quad \begin{cases} \underline{V}'_0 + \underline{V}'_d + \underline{V}'_i = \underline{Z}_1(\underline{I}_0 + \underline{I}_d + \underline{I}_i) + \underline{V}_0 + \underline{V}_d + \underline{V}_i + 3\underline{Z}_n\,\underline{I}_0, \\ \underline{V}'_0 + a^2\underline{V}'_d + a\underline{V}'_i = \underline{Z}_2(\underline{I}_0 + a^2\underline{I}_d + a\underline{I}_i) + \underline{V}_0 + a^2\underline{V}_d + a\underline{V}_i + 3\underline{Z}_n\underline{I}_0, \\ \underline{V}'_0 + a\underline{V}'_d + a^2\underline{V}'_i = \underline{Z}_3(\underline{I}_0 + a\underline{I}_d + a^2\underline{I}_i) + \underline{V}_0 + a\underline{V}_d + a^2\underline{V}_i + 3\underline{Z}_n\underline{I}_0. \end{cases}$$

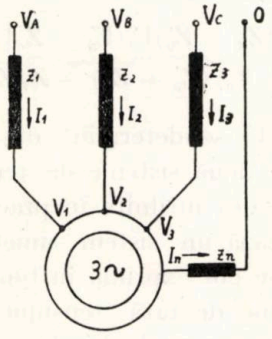


Fig. 10

Operînd după metoda cunoscută [4] sistemul de ecuații (16) se scrie sub forma :

$$(17)\quad \begin{cases} \underline{V}'_0 = (\underline{Z}'_0 + \underline{Z}_n)\underline{I}_0 + \underline{Z}'_i\underline{I}_d + \underline{Z}'_d\underline{I}_i + \underline{V}_0, \\ \underline{V}'_d = \underline{Z}'_d\underline{I}_0 + \underline{Z}'_0\underline{I}_d + \underline{Z}'_i\underline{I}_i + \underline{V}_d, \\ \underline{V}'_i = \underline{Z}'_i\underline{I}_0 + \underline{Z}'_d\underline{I}_d + \underline{Z}'_0\underline{I}_i + \underline{V}_i, \end{cases}$$

unde s-au utilizat notațiile :

$$(18)\quad \underline{Z}'_0 = \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}{3},\quad \underline{Z}'_d = \frac{\underline{Z}_1 + a\underline{Z}_2 + a^2\underline{Z}_3}{3},\quad \underline{Z}'_i = \frac{\underline{Z}_1 + a^2\underline{Z}_2 + a\underline{Z}_3}{3}.$$

La aceste ecuații trebuie adăugate cele corespunzătoare motorului pentru care se presupun cunoscute impedanțele echivalente de succesiune homopolară, $\underline{Z}_0$, directă, $\underline{Z}_d$, și inversă, $\underline{Z}_i$, anume :

$$(19)\qquad \underline{V}_0 = \underline{Z}_0\,\underline{I}_0,\quad \underline{V}_d = \underline{Z}_d\,\underline{I}_d,\quad \underline{V}_i = \underline{Z}_i\,\underline{I}_i.$$

Întrucît în general la schemele de alimentare prin impedanțe nesimetrice motorul nu are nulul legat la rețea rezultă $\underline{I}_0 = 0$; se obține astfel sistemul de ecuații care determină componentele de succesiune directă și inversă pentru tensiunile la bornele motorului și curenții prin motor:

$$(20)\quad \begin{cases} \underline{V}_d + \underline{Z}'_0\,\underline{I}_d + \underline{Z}'_i\,\underline{I}_i = \underline{V}'_d, \qquad \underline{V}_i + \underline{Z}'_d\,\underline{I}_d + \underline{Z}'_0\,\underline{I}_i = \underline{V}'_i, \\ \underline{V}_d - \underline{Z}_d\,\underline{I}_d = 0, \qquad \underline{V}_i - \underline{Z}_i\,\underline{I}_i = 0. \end{cases}$$

Rezolvînd acest sistem de ecuații se obține:

$$(21)\quad \begin{cases} \underline{V}_d = \underline{V}'_d \dfrac{\underline{Z}_d(\underline{Z}'_0 + \underline{Z}_i - \underline{Z}'_i\,\underline{V}'_i/\underline{V}'_d)}{(\underline{Z}_i + \underline{Z}'_0)(\underline{Z}'_0 + \underline{Z}_d) - \underline{Z}'_i\,\underline{Z}'_d}, \qquad \underline{I}_d = \dfrac{\underline{V}_d}{\underline{Z}_d}, \\ \underline{V}_i = \underline{V}'_d \dfrac{\underline{Z}_i[(\underline{Z}_d + \underline{Z}'_0)\underline{V}'_i/\underline{V}'_d - \underline{Z}'_d]}{(\underline{Z}_i + \underline{Z}'_0)(\underline{Z}'_0 + \underline{Z}_d) - \underline{Z}'_i\,\underline{Z}'_d}, \qquad \underline{I}_i = \dfrac{\underline{V}_i}{\underline{Z}_i}. \end{cases}$$

Componentele $\underline{V}'_d$ și $\underline{V}'_i$ se determină din relațiile (14), particularizînd în diverse cazuri cele două sisteme de tensiuni $\underline{V}_{a_1}$, $\underline{V}_{b_1}$, $\underline{V}_{c_1}$ și $\underline{V}_{a_2}$, $\underline{V}_{b_2}$, $\underline{V}_{c_2}$. Cazurile cele mai des întîlnite în practică sînt cele în care tensiunile $\underline{V}_{a_1}$, $\underline{V}_{b_1}$, $\underline{V}_{c_1}$ formează un sistem simetric, iar tensiunile $\underline{V}_{a_2}$, $\underline{V}_{b_2}$ $\underline{V}_{c_2}$ pentru o schemă dată se pot exprima în funcție de $\underline{V}_{a_1}$, $\underline{V}_{b_1}$, $\underline{V}_{c_1}$.

Considerînd ca origine de fază tensiunea $\underline{V}_{a_1}$ rezultă $\underline{V}_{b_1} = \mathrm{a}^2\underline{V}_{a_1}$ $\underline{V}_{c_1} = \mathrm{a}\underline{V}_{a_1}$. În acest caz componentele $\underline{V}'_d$, $\underline{V}'_i$ sînt date de relațiile:

$$(22)\quad \begin{cases} 3\underline{V}'_d = \underline{V}_{a_1}\left(\dfrac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_{a_1}} + \dfrac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_{b_1}} + \dfrac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_{c_1}}\right) + \left(\underline{V}_{a_2}\dfrac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_{a_2}} + \mathrm{a}\underline{V}_{b_2}\dfrac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_{b_2}} + \mathrm{a}^2\underline{V}_{c_2}\dfrac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_{c_2}}\right), \\ 3\underline{V}'_i = \underline{V}_{a_1}\left(\dfrac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_{a_1}} + \mathrm{a}\dfrac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_{b_1}} + \mathrm{a}^2\dfrac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_{c_1}}\right) + \left(\underline{V}_{a_2}\dfrac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_{a_2}} + \mathrm{a}^2\underline{V}_{b_2}\dfrac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_{b_2}} + \mathrm{a}\underline{V}_{c_2}\dfrac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_{c_2}}\right). \end{cases}$$

După cum era de așteptat expresiile (21), avînd în vedere și relațiile (22), sînt foarte complicate întrucît ele țin seama de toți parametrii din schema generală reprezentată în fig. 9.

Pentru schemele particulare, cu impedanțe comandate pe fazele motorului, indicate în § 2, se poate considera o schemă echivalentă de forma celei din fig. 11, în care sistemul de tensiuni $\underline{V}_{a_1}$, $\underline{V}_{b_1}$, $\underline{V}_{c_1}$ este simetric. Această schemă se obține din schema generală din fig. 9, cu respectarea condițiilor:

$$(23)\quad \underline{V}_{a_1} = \underline{V}_{b_2} = \underline{V}, \quad \underline{V}_{b_1} = \underline{V}_{a_2} = \mathrm{a}^2\underline{V}, \quad \underline{V}_{c_1} = \underline{V}_c = \mathrm{a}\underline{V};$$
$$\underline{Z}_{a_1} = \underline{Z}_{b_1} = \underline{Z}_a, \quad \underline{Z}_{a_2} = \underline{Z}_{b_2} = \underline{Z}_b.$$

Tensiunea $\underline{V}_{c_1}$ corespunde schemei din fig. 2, la care triunghiul tensiunilor a, b, c trece în triunghiul a, b, c_1, încît: $\underline{V}_{c_1} = -2\underline{V}_c = -2a\underline{V}$.

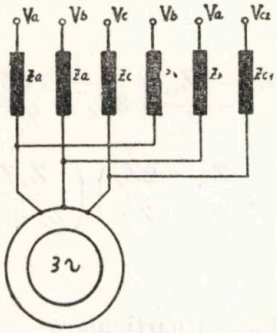


Fig. 11

Înlocuind în (22) se obține:

$$(24)\quad \underline{V}'_d = \frac{\underline{V}}{3}\left(\frac{2\underline{Z}_b - \underline{Z}_a}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{\underline{Z}_{c_1} - 2\underline{Z}_c}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}}\right), \qquad \underline{V}'_i = \frac{a^2\underline{V}}{3}\left(\frac{2\underline{Z}_a - \underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{\underline{Z}_{c_1} - 2\underline{Z}_c}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}}\right),$$

respectiv

$$\underline{Z}'_0 = \frac{1}{3}\left(\frac{2\underline{Z}_a\underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{\underline{Z}_c\underline{Z}_{c_1}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}}\right), \qquad \underline{Z}'_i = \frac{a}{3}\left(-\frac{\underline{Z}_a\underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{\underline{Z}_c\underline{Z}_{c_1}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}}\right),$$

$$(25)\qquad \underline{Z}'_d = \frac{a^2}{3}\left(-\frac{\underline{Z}_a\underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{\underline{Z}_c\underline{Z}_{c_1}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}}\right).$$

Din relațiile (21), (24), (25) se deduc în cele din urmă expresiile componentelor directe și inverse ale tensiunii și curentului:

$$\underline{V}_d = \frac{\underline{V}\underline{Z}_d}{3} \cdot \frac{\underline{A}_d}{\underline{B}}, \qquad \underline{I}_d = \frac{\underline{V}_d}{\underline{Z}_d},$$

cu

$$\underline{A}_d = \left(\frac{2\underline{Z}_b - \underline{Z}_a}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{\underline{Z}_{c_1} - 2\underline{Z}_c}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}}\right)\left(3\underline{Z}_i + \frac{2\underline{Z}_a\underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{\underline{Z}_c\underline{Z}_{c_1}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}}\right) -$$

$$-\left(\frac{2\underline{Z}_a - \underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{\underline{Z}_{c_1} - 2\underline{Z}_{c_1}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}}\right)\left(\frac{\underline{Z}_c\underline{Z}_{c_1}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}} - \frac{\underline{Z}_a\underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b}\right),$$

$$\underline{B} = 3\underline{Z}_i\underline{Z}_d + (\underline{Z}_i + \underline{Z}_d)\left(\frac{2\underline{Z}_a\underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{\underline{Z}_c\underline{Z}_{c_1}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}}\right) +$$

$$+ \frac{\underline{Z}_a\underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b}\left(\frac{\underline{Z}_a\underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{2\underline{Z}_c\underline{Z}_{c_1}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}}\right).$$

$$\underline{V}_i = \frac{a^2 V \underline{Z}_i}{3} \cdot \frac{\underline{A}_i}{\underline{B}}, \qquad I_i = \frac{\underline{V}_i}{\underline{Z}_i},$$

unde

$$\underline{A}_i = \left(\frac{2\underline{Z}_a - \underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{\underline{Z}_{c_1} - 2\underline{Z}_{c_1}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}} \right) \left(3\underline{Z}_d + \frac{2\underline{Z}_a \underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{\underline{Z}_c \underline{Z}_{c_1}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}} \right) -$$

$$- \left(\frac{2\underline{Z}_b - \underline{Z}_a}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} + \frac{\underline{Z}_{c_1} - 2\underline{Z}_c}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}} \right) \left(\frac{\underline{Z}_c \underline{Z}_{c_1}}{\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}} - \frac{\underline{Z}_a \underline{Z}_b}{\underline{Z}_a + \underline{Z}_b} \right).$$

4. Cazuri particulare

Pe baza relaţiilor generale obţinute se pot studia toate schemele particulare indicate în § **2**.

a) Pentru schema monofazată tip duplex se scriu condiţiile particulare:

(27) $$\underline{Z}_a = 0, \quad \underline{Z}_b = \infty, \quad \underline{Z}_c \neq 0, \quad \underline{Z}_{c_1} \neq 0.$$

Din relaţiile (26) se obţin expresiile componentelor de tensiune:

(28) $$\underline{V}_d = \frac{1}{\underline{K}} V \underline{Z}_d \underline{Z}_{c1} (3\underline{Z}_i + \underline{Z}_c), \qquad \underline{V}_i = -\frac{1}{\underline{K}} a^2 V \underline{Z}_i \underline{Z}_c (3\underline{Z}_d + \underline{Z}_{c_1})$$

şi a curenţilor prin motor:

(29) $$\begin{cases} \underline{I}_1 = \dfrac{V}{\underline{K}} [\underline{Z}_{c^1} (3\underline{Z}_i + \underline{Z}_c) - a^2 \underline{Z}_c (3\underline{Z}_d + \underline{Z}_{c_1})], \\ \underline{I}_2 = \dfrac{V}{\underline{K}} [a^2 \underline{Z}_{c^1} (3\underline{Z}_i + \underline{Z}_c) - \underline{Z}_c (3\underline{Z}_d + \underline{Z}_{c_1})], \\ \underline{I}_3 = \dfrac{aV}{\underline{K}} [\underline{Z}_{c^1} (3\underline{Z}_i + \underline{Z}_c) - \underline{Z}_c (3\underline{Z}_d + \underline{Z}_{c_1})], \end{cases}$$

unde s-a notat:

(30) $$\underline{K} = 3(\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1}) \underline{Z}_i \underline{Z}_d + \underline{Z}_c \underline{Z}_{c_1} (\underline{Z}_i + \underline{Z}_d).$$

Cuplul rezultant al motorului este dat de diferența dintre cuplul direct și cel invers :

$$M = \frac{3R'_2}{\omega_0}\left(\frac{I_d^2}{s} - \frac{I_i^2}{2-s}\right), \tag{31}$$

unde ω_0 reprezintă turația de sincronism a motorului, s — alunecarea, R'_2 — rezistența raportată a rotorului.

Pentru schema considerată se obține :

$$M = \frac{3R'_2V^2}{\omega_0|3(\underline{Z}_c + \underline{Z}_{c_1})\,\underline{Z}_i\underline{Z}_d + (\underline{Z}_i + \underline{Z}_d)\underline{Z}_c\underline{Z}_{c_1}|^2}\left(\frac{Z_{c_1}^2\,|3\underline{Z}_i + \underline{Z}_c|^2}{s} - \right. \tag{32}$$
$$\left. - \frac{Z_c^2\,|3\underline{Z}_d + \underline{Z}_{c_1}|^2}{2-s}\right).$$

Impedanțele $\underline{Z}_d$ și $\underline{Z}_i$ pot fi calculate cu relațiile aproximative :

$$\underline{Z}_d = \frac{R'_2}{s} + \mathrm{j}\,(x_1 + x'_2), \qquad \underline{Z}'_i = \frac{R'_2}{2-s} + \mathrm{j}(x_1 + x'_2)\,. \tag{33}$$

Cunoscînd impedanțele $\underline{Z}_c$, $\underline{Z}_{c_1}$ pentru o anumită alunecare s, se pot calcula $\underline{Z}_d$ și $\underline{Z}_i$, iar apoi din relația (32) se determină cuplul motorului.

b) Pentru schema monofazată tip simplex se pot scrie condițiile :

$$\underline{Z}_a = 0, \quad \underline{Z}_b = \underline{Z}_{c_1} = \infty\,, \quad \underline{Z}_c \neq 0. \tag{34}$$

Din relațiile (26) sau mai simplu din relațiile deduse pentru montajul duplex (28), (29), în care $\underline{Z}_{c_1} \to \infty$, se obține :

$$\left\{\begin{array}{l} \underline{V}_d = \dfrac{1}{\underline{K}_1}\,\underline{V}\,\underline{Z}_d\,(3\underline{Z}_i + \underline{Z}_c), \quad V_i = -\dfrac{1}{\underline{K}_1}\,\mathrm{a}^2\underline{V}\underline{Z}_i\underline{Z}_c, \\ \qquad\qquad \underline{I}_1 = \dfrac{\underline{V}}{\underline{K}_1}\,(3\underline{Z}_i + \underline{Z}_c - \mathrm{a}^2\,\underline{Z}_c)\,; \\ \underline{I}_2 = \dfrac{\underline{V}}{\underline{K}_1}\,[\mathrm{a}^2(3\underline{Z}_i + \underline{Z}_c) - \underline{Z}_c], \quad \underline{I}_3 = \dfrac{3\mathrm{a}\underline{V}\,\underline{Z}_i}{\underline{K}_1}\,, \\ \qquad\qquad \underline{K}_1 = 3\underline{Z}_i\underline{Z}_d + (\underline{Z}_i + \underline{Z}_d)\underline{Z}_c\,. \end{array}\right. \tag{35}$$

Pentru verificare se observă că :

$$I_1 = I_2.$$

Cuplul rezultant al motorului este dat de relația:

$$M = \frac{3R_2' V^2}{\omega_0 K^2}\left(\frac{|3\underline{Z}_i+\underline{Z}_c|^2}{s} - \frac{Z_c^2}{2-s}\right). \tag{36}$$

Pentru schema de reglare trifazată reprezentată în fig. 7 sînt valabile următoarele condiții particulare:

$$\underline{Z}_{c1} = \infty\,, \qquad \underline{Z}_a \neq 0, \qquad \underline{Z}_b \neq 0, \qquad \underline{Z}_c \neq 0. \tag{37}$$

Dacă se introduc notațiile:

$$\underline{Z}_1' = \frac{\underline{Z}_a\underline{Z}_b}{\underline{Z}_a+\underline{Z}_b} \text{ și } \underline{K}_1 = 3\underline{Z}_i\underline{Z}_d + (\underline{Z}_i+\underline{Z}_d)(2\underline{Z}_1'+\underline{Z}_c) + \underline{Z}_1'(\underline{Z}_1'+2\underline{Z}_c), \tag{38}$$

din relațiile (26) rezultă:

$$\begin{cases} \underline{V}_d = \dfrac{\underline{V}\underline{Z}_d}{\underline{K}_1(\underline{Z}_a+\underline{Z}_b)}[\underline{Z}_b(3\underline{Z}_i+2\underline{Z}_1'+\underline{Z}_c)+\underline{Z}_a(\underline{Z}_1'-\underline{Z}_c)], \\ \underline{V}_i = \dfrac{a^2\underline{V}\underline{Z}_i}{\underline{K}_1(\underline{Z}_a+\underline{Z}_b)}[\underline{Z}_a(3\underline{Z}_d+2\underline{Z}_1'+\underline{Z}_c)+\underline{Z}_b(\underline{Z}_1'-\underline{Z}_c)]. \end{cases} \tag{39}$$

Ca și în cazurile precedente se pot determina expresiile curenților și cuplului motorului. În general la reglarea trifazată, impedanța $\underline{Z}_c$ se comandă împreună cu impedanțele $\underline{Z}_a$ sau $\underline{Z}_b$, în funcție de sensul de rotație, realizîndu-se un regim apropiat de cel simetric.

d) Dacă în relațiile (39) se face $\underline{Z}_c = 0$ $\underline{Z}_b = \infty$, deci $\underline{Z}_1' = \underline{Z}_a$, se obțin componentele tensiunii pentru schema de reglare bifazată tip simplex. Valorile curenților prin motor au în acest caz expresiile:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{V}}{\underline{K}_2}(3\underline{Z}_i+2\underline{Z}_a+a^2\underline{Z}_a)\,, \quad \underline{I}_2 = \frac{\underline{V}}{\underline{K}_2}[a^2(3\underline{Z}_i+2\underline{Z}_a)+\underline{Z}_a],$$
$$\underline{I}_3 = \frac{3a\underline{V}}{\underline{K}_2}(\underline{Z}_i+\underline{Z}_a), \tag{40}$$

unde

$$\underline{K}_2 = 3\underline{Z}_i\underline{Z}_d + 2\underline{Z}_a(\underline{Z}_i+\underline{Z}_d)+\underline{Z}_a^2.$$

Cuplul motorului se poate scrie sub forma:

$$M = \frac{3R_2' V^2}{\omega_0 K_2^2}\left(\frac{|3\underline{Z}_i+2\underline{Z}_a|}{s} - \frac{Z_a^2}{2-s}\right). \tag{41}$$

5. Concluzii

Metoda expusă prezintă avantajul utilizării unor relaţii unice pentru studiul funcţionării motorului asincron la alimentarea prin impedanţe statorice nesimetrice. Ea poate fi folosită şi în cazul alimentării motorului de la un sistem de tensiuni nesimetric prin impedanţe statorice diferite.

Primită la 6 iulie 1972

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizări electrice
şi automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Boţan N. V., *Bazele calculului acţionărilor electrice.* Ed. Tehn., Buc., 1970.
2. Чиликин М. Г., Соколов М. М., Шинянский А. В., *Асинхронный электропривод с дросселями насыщения.* Изд. „Энергия", М., 1964.
3. Damsker D., *Principii şi mijloace noi de automatizare a acţionărilor electrice.* Ed. Acad. R. P. R., Buc., 1964.
4. Gheorghiu I. S., Fransua S. Al., *Tratat de maşini electrice.* Vol. III, Ed. Acad. R. S. R., Buc., 1971.
5. Nedelcu V., *Regimurile de funcţionare ale maşinilor de curent alternativ.* Ed. Tehn., Buc., 1968.

SUR UNE MÉTHODE D'ÉTUDE DU FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTÉ PAR IMPÉDANCES STATORIQUES NONSYMÉTRIQUES

(Résumé)

On présente une méthode génerale d'étude qui permet la détermination des courants, des tensions et du couple du moteur asynchrone dans le cas des schémas pratiques d'alimentation par impédances statoriques nonsymétriques.

À l'aide des relations générales établies à l'aide d'un schéma équivalent de calcul, on détermine, pour différentes situations particulières, les principales grandeurs qui prèsentant de l'interrêt.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

УДК 621.313.333

О ЗАКОНЕ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ОДНОФАЗНОГО КОНДЕНСАТОРНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ, РЕАЛИЗУЮЩЕГО ПОСТОЯНСТВО СТАТИЧЕСКОЙ ПЕРЕГРУЖАЕМОСТИ

Н. М. УСМАНХОДЖАЕВ и М. З. ХАМУДХАНОВ

1. Введение

Применение к однофазному конденсаторному асинхронному двигателю (ОКАД) частотного метода управления и регулирования дает возможность плавно регулировать в широком диапазоне его скорость. Это значительно расширит область и сферы его применения. Появляется возможность применения ОКАД не только там, где необходимо упростить и удешевить питающие электрические сети, но и где имеются трехфазные источники и применяются трехфазные асинхронные двигатели. Сюда в первую очередь относятся привода бурения нефтяных, газовых скважин и скважин для использования подземных грунтовых вод в целях орошения хлопковых и рисовых плантаций и обводнения для промывки засоленных почв, а также погружных насосов вертикальных и горизонтальных дренажей, нефтяных промыслов и др.

Использование частотного метода выдвигает на первый план ряд задач, к числу которых можно отнести выявления законов частотного управления ОКАД, при которых обеспечиваются наилучшие технические или экономические показатели привода.

Как известно, определенное соотношение между напряжением и частотой и другими примененными величинами представляет собой закон частотного регулирования.

В трехфазных симметричных асинхронных двигателях (АД) в целях экономичного регулирования напряжение на его зажимах в зависимости от класса рабочего механизма, на который работает двигатель, определяется по известной формуле М. П. Костенко [1], [2]. Этот закон исходит из наличия кругового вращающего поля в машине. В случае, когда в машине возникает эллиптическое поле, что имеет место при работе ОКАД с неизменной по величине емкостью фазосдвигающего конденсатора $C_ф$, он не будет обеспечивать оптимальные показатели при частотном управлении. Поэтому в данном случае экономичный закон регулирования напряжения должен быть другим.

Общеизвестно, что формирование условий оптимального управления зависит от выбора критерия оптимальности. Если закон частотного управления идеализированного АД обеспечивает одновременно оптимальные коэффициенты мощности $\cos \varphi$ и перегружаемости λ и абсолютное скольжение, то в ОКАД при заданном значении $C_ф$

оптимальные показатели можно получить только по одному из перечисленных параметров. В принципе оптимальной режим работы ОКАД по всем перечисленным параметрам можно достичь лишь заставляя его работать в симметричном режиме, что требует непрерывного регулирования емкости фазосдвигающего конденсатора и симметрирующих сопротивлений [3] в функции частоты и нагрузки. В этом случае закон М. П. Костенко будет справедлив и для ОКАД. Однако, такое изменение $C_ф$ практически трудноосуществимо, так как требует или наличия силовых конденсаторов с переменной емкостью или же иметь батарею конденсаторов с очень большим числом ступеней. Поэтому практически целесообразно осуществлять работу ОКАД с фазосдвигающим конденсатором постоянной емкости, а функцию оптимизатора работы ОКАД по отдельным его параметрам возложить на прилагаемое напряжение.

В работе [4] было показано, что применение закона М. П. Костенко для ОКАД с эллиптическим вращающимся полем дает новые, в качественном отношении, результаты. В частности при изменении напряжения пропорционально частоте ОКАД обеспечивал механические характеристики, которые позволяли рекомендовать его для механизмов с вентиляторной характеристикой статического момента.

Задачей данной статьи является рассмотрение и выявление рациональных соотношений между напряжением, частотой и фазосдвигающей емкостью ОКАД, реализующих постоянную статическую перегружаемость при всех значениях частоты и характера нагрузки.

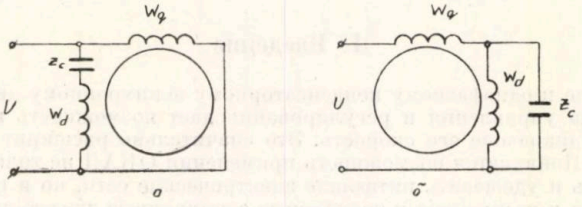


Рис. 1 — Схемы включения ОКАД: *а* — параллельного, *б* — последовательного соединений.

Рассматривается работа ОКАД с двумя симметричными обмотками на статоре, сдвинутых в пространстве под углом 90° и соединенных между собой по схемам рис. 1. Так как в выводимом законе частотного управления ОКАД будет использовано критическое скольжение s_k, то в работе также уделено внимание характеру изменения критического скольжения s_k в функции частоты и емкости фазосдвигающего конденсатора.

2. Критическое скольжение ОКАД

Критическое скольжение играет большую роль в определении некоторых основных показателей и параметров АД. Поэтому исследования по выявлению качественных и количественных показателей s_k при тех или иных случаях (в особенности при переменной частоте) представляет большое теоретическое и практическое значение.

Вывод аналитического выражения критического скольжения АД исходит из уравнения вращающего момента двигателя. В случае ОКАД при использовании метода симметричных составляющих и не учете высших гармонических электрических и магнитных величин (предполагаем, что их протекание в пространстве и во времении происходит строго синусоидально) и пренебрежении потерями в стали момент определяется алгебраической разностью моментов от прямых и обратных составляющих :

$$(1) \qquad M = M_1 - M_2 = A\frac{mp}{f}\left\{\frac{E_1^2 r'_p/s}{(r'_p/s)^2 + x'^2_p} - \frac{E_2^2 r'_p/(2-s)}{[r'_p/(2-s)]^2 + x'^2_p}\right\}.$$

Здесь A — переводный коэффициент, m — число фаз, p — число пар полюсов, f — частота питающего напряжения, r'_p, x'_p — сопротивления ротора, s — скольжение, E_1 и E_2 — электродвижущие силы прямой и обратной последовательностей, определяемые выражениями

$$(2) \qquad \dot{E}_1 = (Z_1 - Z_{cm})\dot{I}_1, \quad \dot{E}_2 = (Z_2 - Z_{cm})\dot{I}_2;$$

в (2) Z_1 и Z_2 — полные сопротивления фазы двигателя для скольжений соответственно s и $2-s$, $Z_{cm} = r_{cm} + \mathrm{j}x_{cm}$ — полное сопротивление фазы статора, I_1 и I_2 — токи для прямой и обратной последовательностей. Эти токи определяются формулами : а) для первой схемы (рис. 1 *а*),

$$(3) \quad \dot{I}_1 = U\frac{Z_2(1+\mathrm{j}) + x_C}{2Z_1Z_2 - \mathrm{j}x_C(Z_1+Z_2)}, \qquad (4) \quad \dot{I}_2 = U\frac{Z_1(1-\mathrm{j}) - x_C}{2Z_1Z_2 - \mathrm{j}x_C(Z_1+Z_2)};$$

б) для второй схемы (рис. 1 *б*),

$$(5) \quad \dot{I}_1 = U\frac{1+\mathrm{j}(1+Z_2/x_C)}{2[-Z_1Z_2/x_C + \mathrm{j}(Z_1+Z_2)]}, \quad (6) \quad \dot{I}_2 = U\frac{-1+\mathrm{j}(1-Z_1/x_C)}{2[-Z_1Z_2/x_C + \mathrm{j}(Z_1+Z_2)]},$$

где : U — напряжение, приложенное к двигателю, x_C — сопротивление фазосдвигающего конденсатора. Выражения (1)...(6) подтверждают, что момент ОКАД помимо параметров машины и напряжения зависит и от емкости фазосдвигающего конденсатора.

Для того, чтобы определить значение s_k, соответствующего данному постоянному по величине значению C, необходимо приравнять нулю первую производную, взятую по скольжению от момента по (1) и решить полученное равенство относительно s.

Получаемое при этом равенство имеет высокий порядок и содержит очень большое количество множителей. Первые попытки решения такого уравнения для схемы рис. 1 *а* в случае неизменной частоты приведены в работах Г. Б. Меркина [5], [6]. Им получено квадратное уравнение, решение которого не представляет особых трудностей. Однако методику решения уравнения критического скольжения Г. Б. Мер-

кина нельзя считать удовлетворительной. Это объясняется тем, что, во-первых, при составлении уравнения делается допущение, что максимум электромагнитной мощности (момента) наступает одновременно с максимумом подводимой мощности, что неприемлемо для двигателей средней и, в особенности, малой мощности, во-вторых, — необоснованно пренебрегаются очень большим количеством членов уравнения, что искажает действительную картину процесса изменения критического скольжения, в особенности, при переменной частоте.

Для того, чтобы выявить характер изменения критического скольжения в функции частоты при параметрически заданных значениях емкости фазосдвигающего конденсатора не обязателен вывод общего уравнения $s_k = \psi(f, C)$.

При использовании электронно-вычислительной машины (ЭВМ) расчет кривых $s_k = \psi(f, C)$ можно осуществить и по формуле (1). Для этой цели составляется программа расчета $M = \psi(s, C, f)$ по формуле (1). При этом число задаваемых ступеней s по возможности берется очень большим. Программа составляется таким образом, что после сравнения значений моментов в каждой ступени s машина будет реагировать только на его максимальное значение M_k.

Зная, на какой ступени s наступил критический момент M_k можно определить и критическое скольжение s_k при данном C. При этом напряжение на зажимах ОКАД можно менять в функции частоты по любому закону, так как критическое скольжение не зависит от напряжения. По вышеприведенной методике легко определить характеристики критического скольжения.

Выяснение характера изменения критического скольжения ОКАД имеет важный практический интерес в следующих частных случаях:

1° Определение $s_k = \psi(C)$ при различных фиксированных значениях относительной частоты $F = f/f_н$.

2. Определение $s_k = \psi(F)$ при различных $C = \text{const}$.

На рис. 2 для 13 фиксированных частот даны характеристики $s_k = \psi(C)$, для двигателя параллельного включения, мощностью $P_н = 2{,}8$ *квт* и напряжением фазы $U = 156$ *в*, рассчитанные на электронно-вычислительной машине БЭСМ-2 М. Анализ кривых показывает, что при всех значениях F характер изменения кривых $s_k = \psi(C)$ протекает одинаково: с ростом C в начальный период наблюдается монотонный спад и при определенной величине C резкий подъем и затем опять монотонный спад значений s_k.

Такой характер изменения s_k объясняется следующим образом. В начале цепь, состоящая из обмоток ОКАД и конденсатора, носит активно-индуктивный характер. Увеличивая значение C мы как бы искусственно начинаем приближать цепь к резонансу. В точке резонанса в цепи остается только активное сопротивление, поэтому s_k имеет максимальное значение. Дальнейший рост C приводит к емкостной перекомпенсации в цепи и, следовательно, к уменьшению значения s_k. Чем больше по величине F, тем быстрее наступает резонанс.

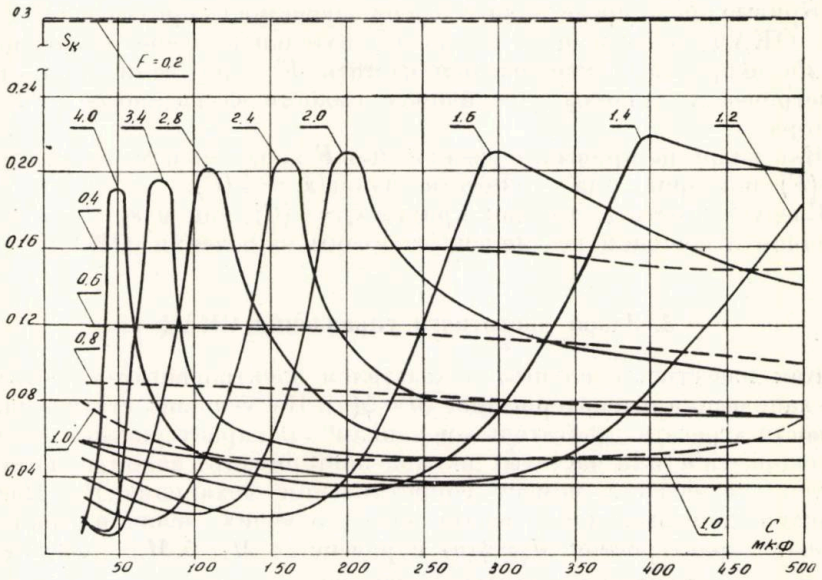


Рис. 2. — Характеристики критического скольжения ОКАД параллельного соединения от емкости фазосдвигающего конденсатора при различных постоянных частотах.

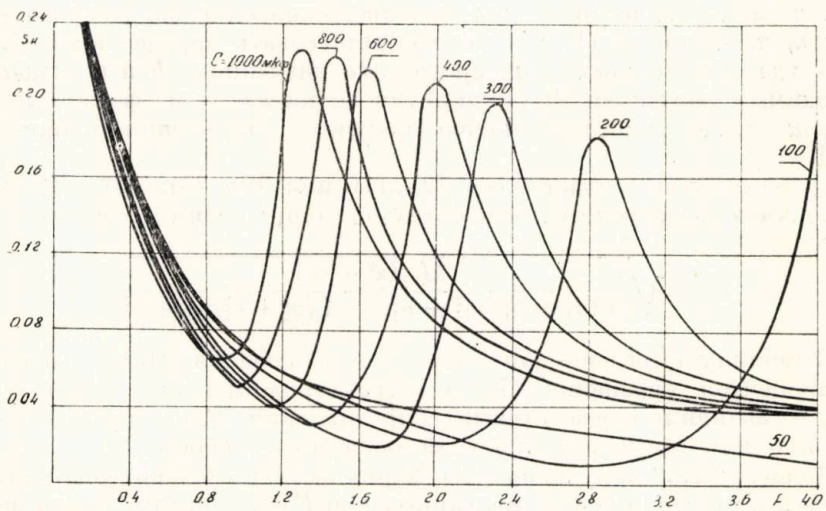


Рис. 3. — Характеристики критического скольжения ОКАД последовательного соединения от частоты при различных постоянных значениях емкости фазосдвигающего конденсатора.

Кривые рис. 3 представляют собой зависимость критического скольжения ОКАД, работающего по последовательной схеме включения, в функции непрерывно меняющейся частоть F при семи постоянных, параметрически заданных, величинах емкости фазосдвигающего конденсатора.

Как видно из кривых, с увеличением F характер изменения кривых $s_k = \psi(F)$ повторяет аналогичные в случае $s_k = \psi(C)$.

Следует заметить, что как кривые $s_k = \psi(C)$, так и $s_k = \psi(F)$ в качественном отношении не зависят от схемы включения ОКАД.

3. Закон частотного управления ОКАД

Как известно, основным показателем электродвигателя является его механическая характеристика $M = \psi(n)$. По условию статической устойчивости агрегата „двигатель—механизм" эта характеристика при изменении скорости n (или частоты) должна повторять тот закон, по которому меняется статический момент сопротнвления механизма M_c. Поэтому исходными данными для расчета регулирующих величин двигателя послужат характеристик $M_c = \psi(n)$ и равенство $M_k = \lambda M_\partial = \lambda M_c$, где λ — коэффициент статической перегружаемости.

Общеизвестно, что точке критического скольжения на механической характеристике соответствует критический наибольший момент M_k, при котором происходит нарушение устойчивой работь двигателя. Значение же M_k зависит от C и приложенного напряжения U. Так как C задается параметрически, то для заданного значения M_k (следовательно и для λ) из формулы (1) должно соответствовать определенное U.

Тогда при данных, фиксированных значениях, F и C задаваясь необходимым значением M_k (или λ) для точки $s = s_k$ из формулы механической характеристики можно получить выражения напряжения ОКАД.

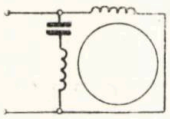
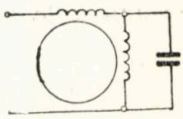
Действительно, подставляя (2)...(4) или (2), (5), (6) в (1) и решая полученное равенство относительно напряжения U имеем

$$U = \sqrt{\frac{M_{kf}(\alpha^2 + \beta^2)}{A_1(a_1^2 + b_1^2)(m_1^2 + n_1^2) - A_2(a_2^2 + b_2^2)(m_2^2 + n_2^2)}}. \tag{7}$$

В таблицу 1 сведены для обеих схем включения ОКАД зависимости компонентов уравнения (7) от параметров машинь. В ней r_1 и x_1, r_2 и x_2 — активные и реактивные сопротивления фазы двигателя соответственно для прямой и обратной последовательностей.

Подверживая полученные из формулы (7) значения напряжения для точки s_k при данных фиксированных C и F постоянными можно загружать ОКАД до заданного значения коэффициента перегружаемости, следовательно, осуществлять работу ОКАД с необходимой статической устойчивостью.

Таблица 1

Параметры формулы (7) \ Схемы включения ОКАД		
α	$2(r_1r_2-x_1x_2)+(x_0+x_2)x_C$	$2[(r_2r_2-x_1x_2)+(x_1+x_2)x_C]$
β	$2(r_1x_2+r_2x_1)+(r_1+r_2)x_C$	$2[(r_1x_2+r_2x_1)+(r_1+r_2)x_C]$
A_1	$\dfrac{r'_p/s_k}{F[(r'_p/s_k)^2+(x'_pF)^2]}$	
A_2	$\dfrac{r'_p/(2-s_k)}{F\{[r'_p/(2-s_k)]^2+(x'_pF)^2\}}$	
a_1	r_1-r_{cm}	
b_1	x_1-x_{cm}	
m_1	$r_2-x_2-x_C$	r_2+x_C
n_1	r_2-x_2	x_2-x_C
a_2	r_2-r_{cm}	
b_2	x_2-x_{cm}	
m_2	$r_1+x_1-x_C$	r_1-x_C
n_2	x_1-r_1	x_1-x_C

При $F = F_н = 1$ и всех значениях C напряжение должно быть равно номинальному.

Формула (7) применима при любой конфигурации вращающегося магнитного поля ОКАД. Она позволяет рассчитать зависимость $U = \varphi(F, C)$ практически при любых законах изменения статического момента сопротивления в функции скорости.

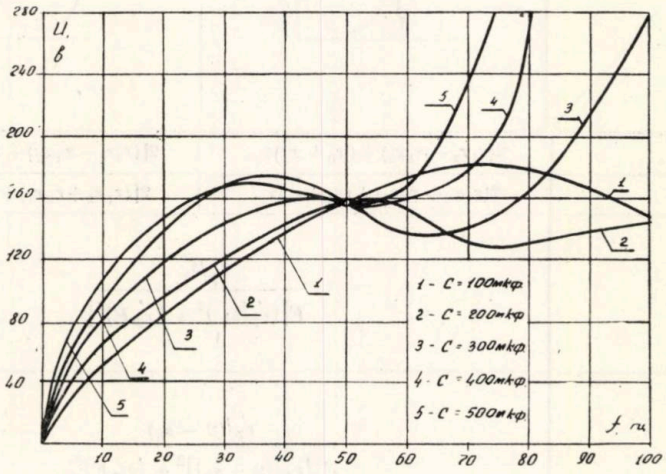


Рис. 4. — Характеристики напряжения ОКАД параллельного соединения от частоты при различных постоянных значениях емкости фазосдвигающего конденсатора, реализующие постоянство перегружаемости при работе двигателя на $M_c = \text{const}$.

На рис. 4, для двигателя параллельного соединения ($P_н = 28$ *квт*, $U_н = 156$ *в*) приведены кривые $U = \psi(F, C)$, позволяющие реализовать постоянство перегружаемости при статическом моменте, не зависящим от скорости. Они построены для $C = 100$ *мкф* ($\lambda = 0{,}7$), 200 *мкф* ($\lambda = 0{,}965$), 300 *мкф* ($\lambda = 1{,}47$), 400 *мкф* ($\lambda = 2{,}28$) и 500 *мкф* ($\lambda = 2{,}7$).

Кривые рис. 4 имеют нелинейный закон изменения. Однако, характер изменения $U = \psi(F)$ при всех C остается одним и тем же, отличаясь только интенсивностью роста и снижения на отдельных участках F. В отличие от закона управления АД с круговым вращающимся полем, где напряжение должно меняться пропорциионально частоте, рассматриваемый закон заставляет форсировать питающее напряжение в большей мере в начальной части изменения частоты. В действительности это отличие в напряжениях справедливо отчасти. Если учесть, что при низких частотах необходимо, отступая от закона частотного управления М. П. Костенко, форсировать питающее напряжение для компен-

сации ощутимого влияния падения напряжения на активных сопротивлениях статора, то разница в форсировке будет сводиться, в особенности, при малых C, к минимуму и будет обусловлена только лишь эллиптичностью вращающегося магнитного поля.

В зоне частот, лежащих выше номинальной, наблюдается монотонное снижение напряжения (например, при $C = 300$ *мкф*, U снижается до 85% от $U_н$). Это объясняется только тем, что активно-индуктивный характер цепи ОКАД с возрастанием F начинает переходить к активно-емкостному, который сопровождается перенапряжениями в обмотках машины. Естественно, для ограничения и установления требуемого значения напряжения на обмотках при этих зонах изменения F необходимо снижение величины приложенного к двигателю напряжения.

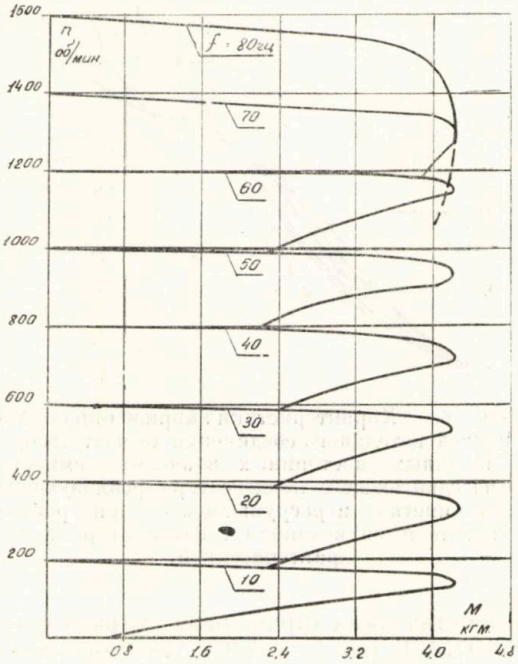


Рис. 5. — Механические характеристики ОКАД параллельного соединения при C = const.

Значительно резкий рост напряжения в зоне повышенных частот, приводящий к повышению токов в статорных обмотках, обусловлен емкостной перекомпенсацией цепи ОКАД. Это, очевидно, и является ограничивающим фактором, который налагается свойствами данного двигателя в определении верхнего предела применимости закона частотного управления ОКАД.

Механические характеристики ОКАД параллельного соединения, построенные на основе вышеприведенных выражений и кривых при различных постоянных частотах и $C=300$ *мкф* представлены на рис. 5. Здесь даже при низких частотах коэффициент перегружаемости (критический момент) сохраняет неизменную (заданную) величину. Крутизна механических характеристик с изменением частоты меняется незначительно.

На рис. 6...8 приведены кривые $U=\psi(F, C)$ механические и регулировочные характеристики ОКАД последовательного соединения, работающего на вентиляторную нагрузку при $C=600$ *мкф* ($\lambda=1{,}47=\text{const.}$).

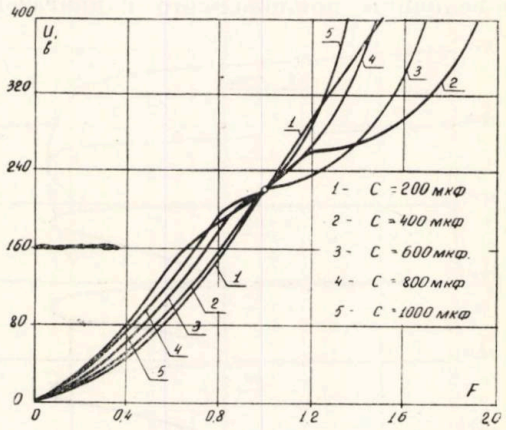


Рис. 6. — Характеристики напряжения ОКАД последовательного соединения от частоты при различных постоянных значениях емкости фазосдвигающего конденсатора, реализующие постоянство перегружаемости при работе двигателя на механизм с вентиляторной характеристикой.

Раздельный анализ регулировочных характеристик (рис. 8) показывает, что и в ОКАД, как и в АД, с увеличением частоты снижается значение текущего скольжения. В данном случае этому будет способствовать и усиление действия фазосдвигающего эффекта конденсатора при увеличении частоты. Этим также объясняется и рост $\cos\varphi$ при повышении F.

К.п. д., потребляемая и полезная мощности в качественном отношении имеют общеизвестный характер изменения [1], [2], [4], а в количественном—колеблется в допустимых пределах.

При работе ОКАД в диапазоне частот, лежащих выше $F=F_{\text{н}}$ наблюдается значительно резкий рост токов (что характерно и для АД, работающих при $F>F_{\text{н}}$ на нагрузку $M_c \equiv n_c^2$), обусловленным повыше-

нным значением как приложенного напряжения, так и возникающих перенапряжений на отдельных элементах ОКАД и конденсатора. Поэтому верхний предел регулирования частоты, как и у АД, должен быть равным значению номинальной частоты.

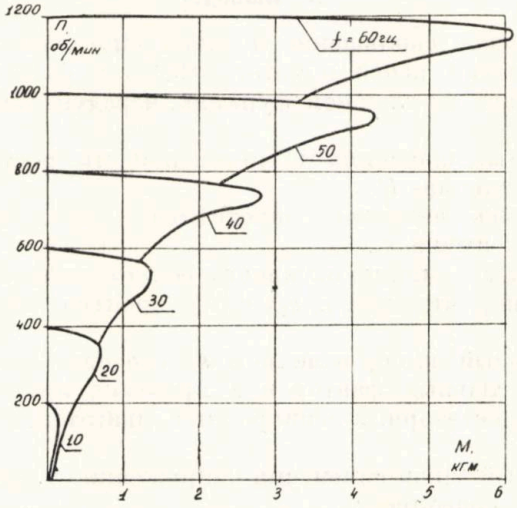


Рис. 7. — **Механические характеристики ОКАД последовательного соединения при C = const.**

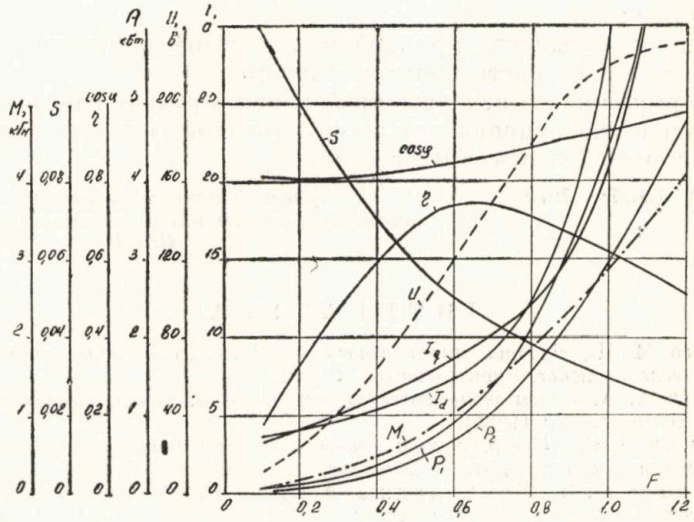


Рис. 8. — Регулировочные характеристики ОКАД последовательного соединения при C = const.

Нижняя же граница частот во всех случаях нагрузки определяется допустимым значением электрических потерь с учетом теплоотдачи и минимально допустимым значением пускового момента.

3. Выводы

1. Критическое скольжение целиком определяется общим характером сопротивления цепей обмоток ОКАД и фазосдвигающего конденсатора, меняясь по сложной функции, чередуя минимумы с максимумом.

2. При малых значениях C интенсивность роста s_k тем больше, чем больше по величине F.

3. Чем больше активное сопротивление фазы ОКАД, тем больше величина максимума s_k.

4. При $F \leqslant 1$ влиянии активного сопротивления обмоток ОКАД настолько сильно, что кривье $s_k = \psi(C)$ практически приближаются к прямым.

5. Правильный выбор величины s_k следовательно, и C должен быть одним из главных факторов в практике проектирования серий однофазных конденсаторных асинхронных двигателей на повышенных частотах.

6. Выявленый закон изменения напряжения от частоты и фазосдвигающей емкости позволяет :

а) применять его при любой конфигурации вращающего магнитного поля ОКАД.

б) осуществлять работу ОКАД с заданной наперед статической устойчивостью ;

в) исплользовать его при любом характере изменения нагрузочного момента производственного механизма ;

г) сформулировать основные требования, предъявляемые к устройствам автоматического управления и регулирования при питании ОКАД от любого типа преобразователя частоты.

Поступила 9 декабря 1970

Узбекский научно-исследовательский институт энергетики и автоматики, Ташкент, СССР

ЛИТЕРАТУРА

1. Костенко М. П., *Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов.* Электричество, *2* (1925).
2. Булгаков А. А., *Закон экономического регулирования электрических машин.* Электричество, *10* (1956).
3. Кулебакин В. С., *Об устранении асимметрии намагничивающих сил в конденсаторных асинхронных двигателях*, Электричество, *7* (1956).
4. Хамудханов М. З., Усманходжаев Н. М., *Графоаналитический способ расчета основных характеристик и выявление регулировочных свойств однофазного конденсаторного двигатея при переменной частоте.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XIV (XVIII), *1-2* (1968).

5. Меркин Г. Б., *Расчет конденсаторных асинхронных двигателей.* Изв. ВУЗ, Электромеханика, *5* (1958).
6. Меркин Г. Б., *Конденсаторные двигатели.* Изд. „Энергия", М.-Л., 1966.

ASUPRA LEGII DE REGLARE PRIN FRECVENŢĂ A UNUI MOTOR ASINCRON MONOFAZAT CU CONDENSATOR, CARE REALIZEAZĂ INVARIANŢA SUPRAÎNCĂRCĂRII STATICE

(Rezumat)

Se stabileşte legea de reglare prin frecvenţă a unui motor asincron monofazat cu condensator care realizează invarianţa supraîncărcării statice pentru orice formă eliptică a cîmpului static rezistent al mecanismului acţionat.

Se subliniază faptul că alunecarea critică este complet determinată de caracterul general al rezistenţei circuitelor înfăşurărilor motorului asincron monofazat cu condensator şi al reactanţei condensatorului care realizează defazajul, variind după o lege complexă, valorile minime şi maxime alternînd.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.313.39 ; 621.313.2

O NOUĂ POSIBILITATE OFERITĂ DE AUTODINĂ ÎN ACȚIONĂRILE ELECTRICE CU MAȘINI DE CURENT CONTINUU*)

DE

CORNELIU HUȚANU

1. Introducere

Este cunoscut faptul că de la motorul de curent continuu (c. c.) cu excitație independentă, alimentat de la o autodină regulatoare de tensiune, se pot obține numai caracteristici mecanice rigide [1], similar cazului unui grup Ward-Leonard.

Lucrarea de față este destinată evidențierii unor noi posibilități oferite de autodinele regulatoare de tensiune în acționările electrice cu mașini de c. c., utilizînd efectul, considerat defavorabil, al armonicelor superioare la funcționarea în sarcină.

Într-o lucrare anterioară [3] s-a elucidat efectul armonicelor superioare asupra reglajului tensiunii unei autodine în funcție de poziția fluxului în spațiu. S-a arătat că prin dirijarea fluxului în diferite poziții în raport cu periile, cuplul puternic produs de armonicele superioare poate fi folosit la obținerea unor caracteristici externe de pante diferite. Alimentînd un motor de c. c. de la o astfel de autodină se pot obține caracteristici mecanice rigide sau suprarigide cu diferite înclinații, fără utilizarea unor instalații sau rezistențe speciale de reglaj. În fig. 1 sînt prezentate caracteristicile mecanice obținute pe un grup autodină regulatoare de tensiune—motor de c. c. cu excitație independentă, de 3 kW, pentru un curent de excitație $I_{ex.m.} = 0{,}5$ A. Atunci cînd fluxul se află în cadranul I [3] se obțin caracteristicile din fig. 1 *a*, reprezentate cu linie întreruptă pentru cazul cînd lipsește înfășurarea de forțare w_K și cu linie plină în situația

*) Prezentată la sesiunea științifică a Institutului politehnic din Iași, 2—4 iulie 1970.

în care această înfăşurare este conectată. În fig. 1 *b* sînt prezentate caracteristicile mecanice ale aceluiaşi grup dar pentru cazul cînd fluxul se află în cadranul II [3] (fig. 2). Este evident că numai prin simpla dirijare a

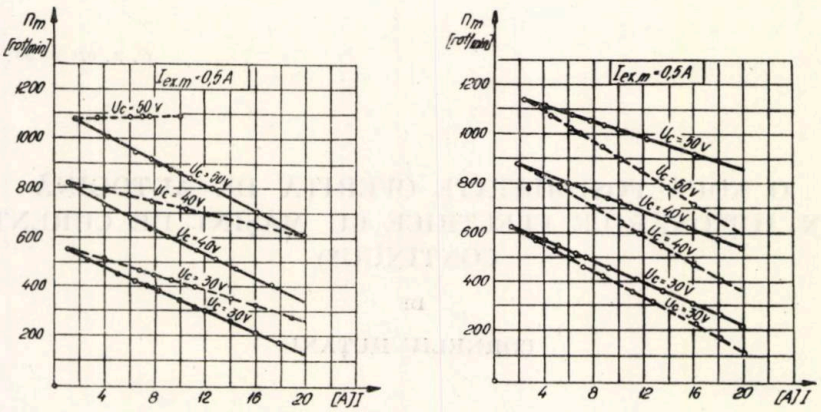


Fig. 1

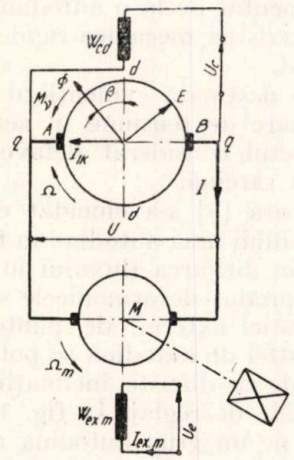


Fig. 2

fluxului în cadranul I sau II, combinată cu conectarea sau deconectarea înfăşurării de forţare, se obţin caracteristici mecanice cu pante diferite, deosebit de necesare în practica acţionărilor electrice

2. Obținerea altor forme de caracteristici mecanice de la un grup autodină regulatoare de tensiune—motor de c. c. cu excitație independentă

Folosind rezultatele din lucrarea amintită [3] și conectînd în mod corespunzător înfășurările existente într-o autodină regulatoare de tensiune se pot obține și alte forme de caracteristici mecanice de la un același grup autodină regulatoare de tensiune—motor de c. c., posibilitate de neconceput la prima vedere fără utilizarea altor înfășurări regulatoare [1], [2]. În continuare se va demonstra posibilitatea obținerii altor două tipuri de caracteristici mecanice fundamentale pentru acționările electrice și anume, de tip excavator și suple.

2.1. Caracteristică mecanică tip excavator

Dacă înfășurarea de comandă a autodinei, care acționează după axa longitudinală, este conectată prin intermediul potențiometrului P_c la periile principale ale autodinei (fig. 3 *a*), în lipsa înfășurării de forțare, cuplul produs de armonicele de rang superior (M^{ν}) permite funcționarea automată a sistemului motor de c. c.—sarcină pe caracteristici tip excavator. Într-adevăr, în lipsa sarcinii pe arborele motorului, înfășurarea de comandă menține sistemul de fazori Φ, E în poziția $\beta \approx 0$, deci la $U \approx U_{max}$, corespunzînd o viteză maximă de rotație pentru dispozitivul de acționare. Prin creșterea sarcinii cuplul M_{ν} rotește sistemul amintit de fazori în sens convențional pozitiv iar cuplul accelerator produs de înfășurarea de comandă tinde să-l mențină în poziția anterioară. Funcționarea staționară a sistemului de acționare este realizată atunci cînd cele două cupluri se echilibrează :

$$M_{cd} + M_{\nu} = 0 \tag{1}$$

sau

$$-\frac{3}{\Omega_s}\cdot\frac{c_2}{c_1}\cdot\frac{w_{cd}}{R_{ct}}UE_d + k_{\nu}\frac{U}{c_1}I = 0, \tag{2}$$

unde c_1, c_2, k_{ν} sînt constante de proporționalitate [1], [3], w_{cd}, $R_{ct} = a_c R_c + R_p$, a_c — numărul de spire, rezistența totală, respectiv numărul de căi de curent al înfășurării de comandă.

Avînd în vedere cele de mai sus ecuațiile de echilibru ale sistemului din fig. 3 *a*, în regim staționar, neglijînd căderile de tensiune, se pot scrie :

$$\begin{cases} U_d^2 + U^2 = c_1^2 U_1^2, & I = \dfrac{3}{\Omega_s}\cdot\dfrac{c_2}{k_{\nu}}\cdot\dfrac{w_{cd}}{R_{ct}}U_d, \\ U = K_e\Phi_m\Omega_m, & K_m\Phi_m I = M_r, \end{cases} \tag{3}$$

de unde se obține :

(4) $$\left(\frac{M_r}{a_1}\right)^2+\left(\frac{\Omega_m}{b_1}\right)^2=1 \quad \text{sau} \quad \left(\frac{I}{a_2}\right)^2+\left(\frac{\Omega_m}{b_1}\right)^2=1,$$

care reprezintă ecuaţiile canonice ale unor elipse şi unde :

$$a_1=\frac{c_1U_1}{\frac{\Omega_s}{3}\cdot\frac{k_v}{c_2}\cdot\frac{R_{ct}}{w_{cd}}}K_m\Phi_m, \quad b_1=\frac{c_1U_1}{K_e\Phi_m} \quad \text{şi} \quad a_2=\frac{a_1}{K_m\Phi_m},$$

K_e, K_m fiind constante de proporţionalitate iar Φ_m — fluxul motorului.

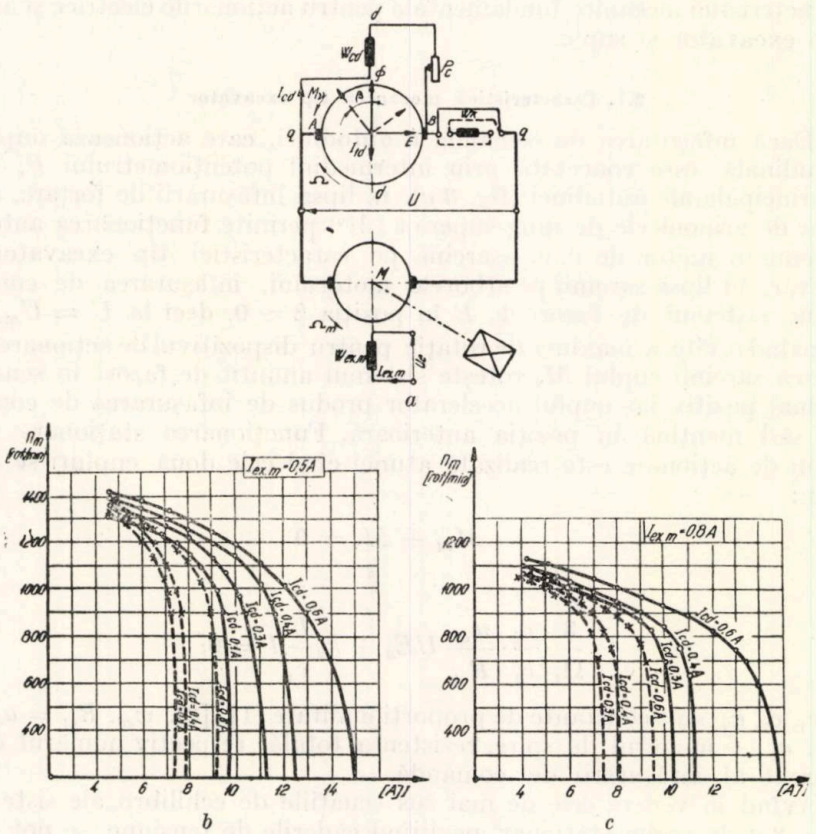


Fig. 3

Modificînd valoarea curentului în înfăşurarea de comandă, prin intermediul lui P_c, precum şi valoarea fluxului de excitaţie al motorului, se obţin familii de elipse. De asemenea, se poate modifica efectul armonicelor (amplificîndu-l sau diminuîndu-l), fapt care măreşte gama familiilor obţinute. În fig. 3 *b* şi *c* sînt reprezentate cu linie plină caracteristicile meca-

nice obținute cu schema expusă, pentru diferite valori ale rezistenței suplimentare R_P, indicîndu-se valorile maxime ale curenților din înfășurarea de comandă pentru $\beta = 0$. În aceleași figuri sînt trasate cu linie întreruptă caracteristicile obținute prin conectarea înfășurării de forțare astfel încît să amplifice efectul armonicelor (schema trasată cu linie întreruptă—fig. 3 *a*).

2.2. Caracteristică mecanică suplă (tip motor serie)

Folosind acțiunea de compensare a frecărilor [1] exercitată de înfășurarea statorică, de care dispune orice tip de autodină, combinată cu acțiunea dirijată a cuplului produs de armonicele superioare, se pot obține, de la grupul autodină regulatoare de tensiune—motor de c. c. și caracteristici mecanice suple.

Înfășurarea de compensare a frecărilor dezvoltă un cuplu accelerator care asigură funcționarea sincronă a autodinei și care pentru o anumită tensiune de alimentare depinde de solenația produsă de ea (F_{wF}). Dacă înfășurarea este ușor supradimensionată, prin mărirea curenților care parcurg secțiunile acestei înfășurări se poate obține un cuplu accelerator suplimentar M_{Fs}, de valoare constantă, ce tinde să deplaseze fluxul în sens orar :

$$M_{Fs} = -\frac{3}{\Omega_s} c_1 U_1^2 K_F F_{wF}, \tag{5}$$

K_F fiind o constantă de proporționalitate.

În lipsa înfășurării de comandă și de forțare, la conectarea sarcinii, cuplul încetinitor M_v, produs de armonice, tinde să deplaseze fluxul în sens antiorar, regimul staționar fiind determinat de echilibrul celor două cupluri amintite :

$$M_{Fs} + M_v = 0. \tag{6}$$

Dacă autodina are drept sarcină un motor de c. c. cu excitație independentă, care antrenează o mașină de lucru (fig. 4 *a*), regimul staționar al sistemului de acționare, la neglijarea căderilor de tensiune și ținînd cont de (5) și (6), este descris de ecuațiile :

$$UI = \frac{K}{k_v} F_{wF}, \quad U = K_e \Phi_m \Omega_m, \quad K_m \Phi_m I = M_r, \tag{7}$$

de unde rezultă

$$M_r \Omega_m = \frac{K}{k_v} \cdot \frac{K_m}{K_e} F_{wF} = \text{const.}, \tag{8}$$

cu

$$K = \frac{3}{\Omega_s} c_1^2 U_1^2 K_F ,$$

reprezentînd ecuaţia canonică a unei iperbole echilatere.

Modificînd curentul în înfăşurarea de compensare a frecărilor se poate obţine o familie de iperbole. De asemenea, compensînd parţial efectul armonicelor sau intensificîndu-l cu ajutorul înfăşurării de forţare, se poate mări gama caracteristicilor mecanice. În fig. 4 *b* sînt reprezentate caracteristicile obţinute experimental cu grupul din fig. 4 *a* pentru cinci valori

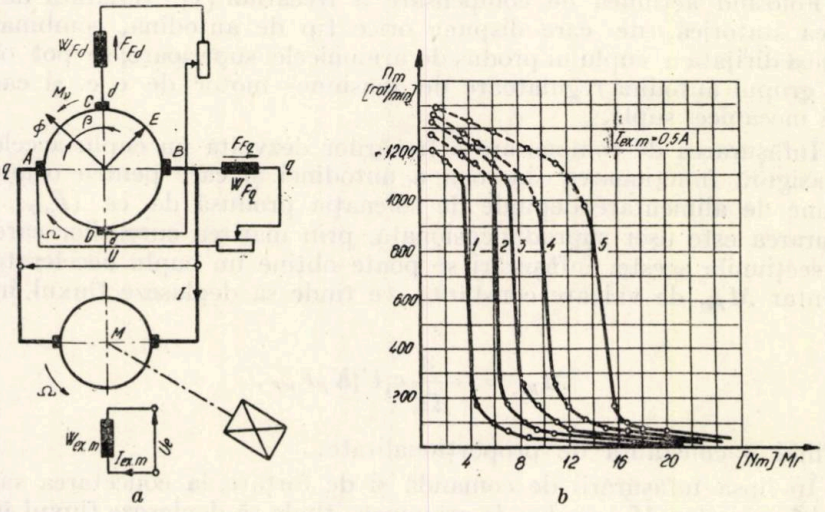


Fig. 4

ale curenţilor din înfăşurarea de compensare a frecărilor, cărora le corespund solenaţiile : 1° 1 076 Asp ; 2° 1 198 Asp ; 3° 1 338 Asp ; 4° 1 462 Asp ; 5° 1 548 Asp. La valori mici ale sarcinii, $M_{Fs} > M_v$, ceea ce are drept efect o funcţionare a sistemului de acţionare pe o caracteristică mecanică rigidă (porţiunile cu linie întreruptă ale caracteristicilor). Cînd cele două cupluri se echilibrează se trece automat la o funcţionare pe caracteristici suple.

3. Concluzii

1. Utilizînd efectul, considerat defavorabil, al armonicelor superioare din autodine, se prezintă noi posibilităţi de utilizare a unei autodine regulatoare de tensiune în acţionările electrice de c. c.

2. Combinînd acţiunea controlabilă a cuplului produs de armonicele de rang superior cu cea a unor înfăşurări existente într-o autodină regulatoare de tensiune se demonstrează posibilitatea obţinerii celor mai di-

ferite tipuri de caracteristici mecanice (rigide şi suprarigide, suple sau tip excavator) de la un acelaşi motor de c. c. cu excitaţie independentă alimentat de la autodină, fără a utiliza instalaţii sau înfăşurări regulatoare suplimentare.

3. Rezultatele experimentale obţinute pe un grup autodină—motor de c. c. de 3 kW confirmă această nouă posibilitate.

Primită la 9 septembrie 1971

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizări electrice şi automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Benedikt O., *Die neue elektrische Maschine „Autodyne"*. Budapest, 1957.
2. Boţan N. V., Huţanu C., *On some Possibilities of Using the Autodyne for Electric Drives*. Bul. Inst. polit. Iaşi, XV (XIX), *3—4* (1969).
3. Huţanu C., *Asupra preciziei reglajului unei autodine regulatoare de tensiune funcţionînd în sarcină*. Bul. Inst. polit. Iaşi, s. III, XVIII (XXII), *1—2* (1972).
4. Huţanu C., *Încercările experimentale ale unei autodine*. Electrotehnica, 17, *10* (1969).

UNE NOUVELLE POSSIBILITÉ D'UTILISATION DE L'AUTODYNE DANS LA COMMANDE ÉLECTRIQUE EN COURANT CONTINU

(Résumé)

On présente quelques nouvelles possibilités d'utilisation des autodynes régulatrices de tension dans la commande électriques à l'aide des machines de c. c. Dans ce but on propose l'utilisation de l'effet, considéré défavorable, des harmoniques supérieures au fonctionnement en charge. En combinant l'action, qui peut être contrôleé, du couple produit par les harmoniques de rang supérieur avec celle des enroulements existentes dans une autodyne régulatrice de tension (de commande et de compensation des frottements) on démontre la possibilité d'obtenir les plus différents types de caractéristiques mécaniques (rigides et superrigides, souples ou de type excavateur), d'un même moteur de c. c. à excitation indépendante, alimenté par l'autodyne, sans utiliser des installations ou des enroulements régulateurs supplémentaires. On présente les résultats expérimentaux obtenus à l'aide d'un groupe autodyne—moteur de c. c. de 3 kW (fig. 1 *a* et *b*, fig. 3 *b* et *c*, fig. 4 *b*).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.37; 621.313.3

ASUPRA DETERMINĂRII PUTERII MOTORULUI ELECTRIC DE ACŢIONARE A PRESEI MECANICE P. M. T.-5 DE BALOTAT PAIE ŞI FÎN *)

DE

GR. TAŞCĂ

1. Introducere

Printre maşinile, utilajele şi agregatele de adunat şi presat, folosite în procesele tehnologice de recoltare şi conservare a furajelor, presa mecanică tractată P. M. T.- 5 este folosită la balotarea paielor lăsate în brazde continui de combină şi la balotarea fînului din brazdele lăsate de windrover sau grebla oblică, caz în care presa lucrează în agregat cu tractorul.

De asemenea presa de balotat mai poate fi folosită la presatul la staţionar al paielor şi fînului sau la balotarea vrejelor de leguminoase în care caz alimentarea se face manual. În această situaţie ţinînd seama de avantajele pe care le prezintă folosirea acţionării electrice a maşinilor de lucru cu proces tehnologic static, este util ca acţionarea presei să se facă cu motoare electrice.

Avînd ca punct de plecare cercetările tehnologice de modernizare a preselor de balotat [6] precum şi cele de verificare a consideraţiilor teoretice asupra cinematicii şi dinamicii acţionării electrice a presei [4], în prezenta lucrare se studiază alegerea puterii motorului electric de acţionare, cu recomandări de utilizare multiplă a motorului ales.

2. Determinarea puterii motorului de acţionare

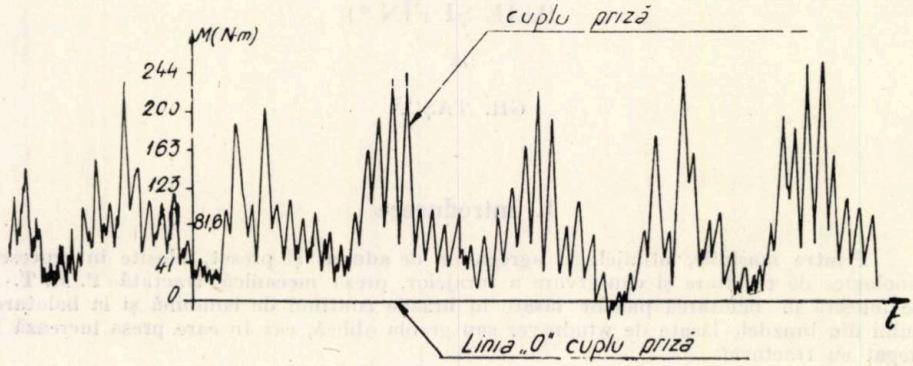
Pentru calculul puterii motorului electric de acţionare s-a considerat drept punct de plecare studiul şi analiza oscilogramei cuplului rezistent total static şi dinamic, ridicată pe arborele conducător de la priza de putere a tractorului, în condiţiile reale de lucru a presei [6] (fig. 1).

*) Prezentată la sesiunea ştiinţifică a Institutului politehnic din Iaşi, 2—4 iulie 1970.

Pentru calcul oscilograma cuplului rezistent total static și dinamic s-a aproximat cu o curbă medie (fig. 2), calculul efectuîndu-se cu ajutorul analizei armonice după metoda grafoanalitică a lui Perry, folosind relațiile :

$$A'_k = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x)\sin kx\,dx \approx 2\,\frac{1}{2\pi}\sum_k f_k(x)\sin kx\,\Delta x = 2\,\frac{\sum_k f_k(x)\sin kx}{m},$$

$$A''_k = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x)\cos kx\,dx \approx 2\,\frac{1}{2\pi}\sum_k f_k(x)\cos kx\,\Delta x = 2\,\frac{\sum_k f(x)\cos kx}{m},$$



Fig, 1

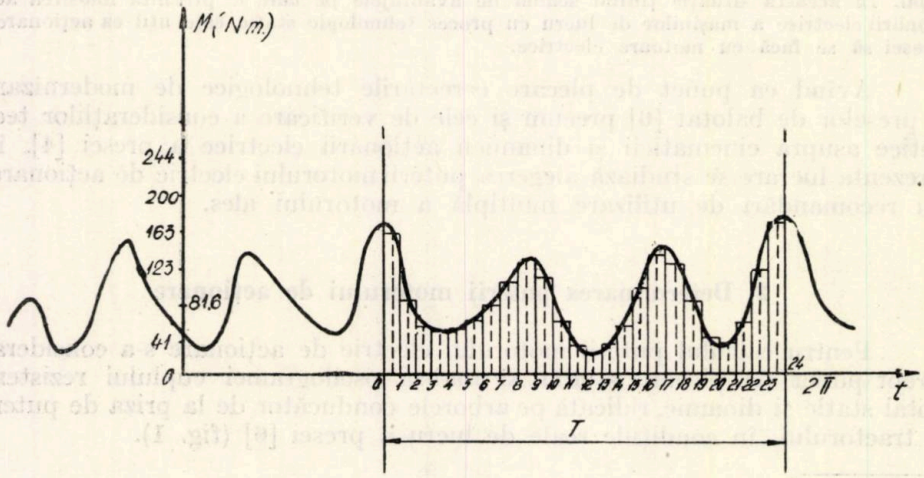


Fig. 2

unde $\Delta x = 2\pi/m$, m fiind numărul de părţi egale în care a fost împărţită curba medie de perioadă $T_c = 2\pi$.

Pe aceeaşi perioadă se calculează şi cuplul mediu pătratic. În cazul de faţă curba medie a fost împărţită în 24 părţi egale (m=24—fig. 2).

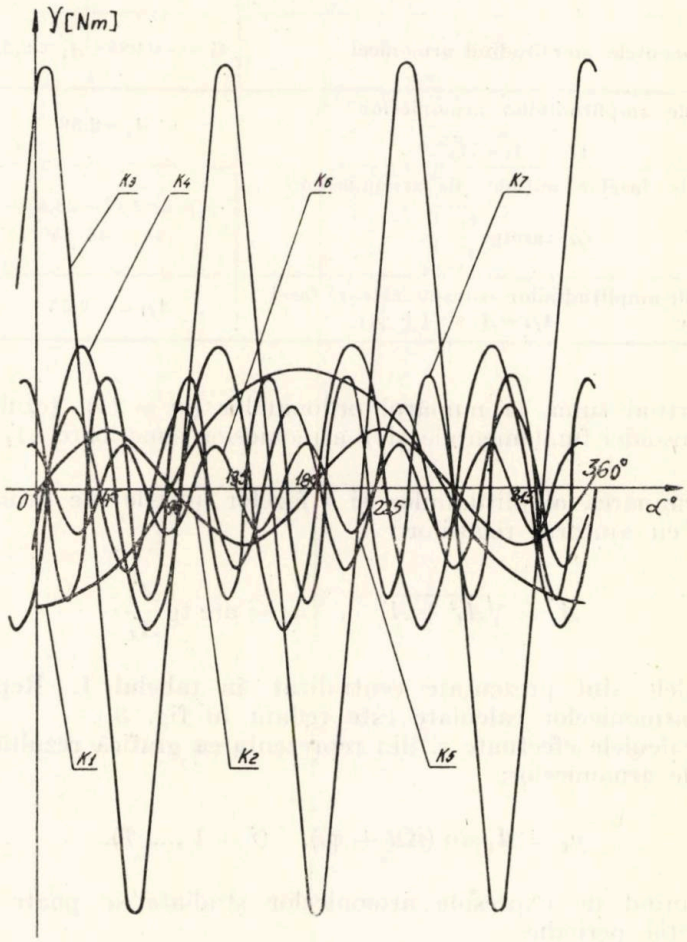


Fig. 3

În cazul cînd mărimile care variază periodic sînt date sub forma unor curbe, la analiza lor armonică este suficient să se reţină armonicele pînă la un anumit rang, funcţie de precizia curbei însăşi şi a cerinţelor de calcul.

Calculul s-a limitat la armonica de ordinul 7, deoarece armonicele de ordin superior nu prezintă interes.

Tal

Rangul armonicei	$k=1$		$k=2$	
Suma	$-1,065$	$30,49$	$-14,92$	$-1,41$
Componentele amplitudinii armonicei	$A_1'=-0,0888$	$A_1''=2,54$	$A_2'=1,245$	$A_2''=0,11$
Valorile amplitudinilor armonicelor $A_i=\sqrt{A_i'^2+A_i''^2}$	$A_1=2,56$		$A_2=1,25$	
Valorile fazelor inițiale ale armonicelor $\psi_i=\operatorname{arctg}\frac{A_i''}{A_i'}$	$\psi_1=\operatorname{arctg}(-28,8)=$ $=-88°55'$		$\psi_2=\operatorname{arctg}(-0,09)=$ $=-5°05'$	
Valorile amplitudinilor corespunzătoare fazei inițiale $A_{fi}=A_i\sin(\pm\psi_i)$	$A_{f1}=-2,55$		$A_{f2}=-0,109$	

Împărțind suma la numărul ordonatelor ($m = 24$), rezultă componentele sinusoidei fundamentale și a armonicelor superioare, A_i', A_i'', ($i = 1,..., 7$).

Determinarea amplitudinilor și a fazelor inițiale ale armonicelor se efectuează cu ajutorul relațiilor:

$$A_i = \sqrt{A_i'^2 + A_i''} \quad , \quad \psi_i = \operatorname{arc\,tg}\frac{A_i''}{A_i'}.$$

Calculele sînt prezentate centralizat în tabelul 1. Reprezentarea grafică a armonicelor calculate este redată în fig. 3.

Din calculele efectuate și din reprezentarea grafică rezultă expresiile analitice ale armonicelor:

$$y_i = A_i \sin(i\Omega t + \varphi_i), \quad (i = 1,..., 7).$$

Dispunînd de expresiile armonicelor studiate se poate determina însăși funcția periodică:

$$y = y_0 + \sum_{i=1}^{7} y_i = M,$$

în cazul de față cuplul mediu de pe arborele conducător al prizei de putere a tractorului.

Presa mecanică P. M. T.-5 fiind o mașină de lucru al cărui cuplu rezistent variază pulsatoriu în timp cu perioada $T_c = 2\pi$, cuplul echiva-

1 1

$k=3$		$k=4$		$k=5$		$k=6$		$k=7$	
32,41	104,13	−261	263	−17,31	12,01	2	11	14,84	24,28
$A'_3=2,7$	$A''_3=8,68$	$A'_4=-2,17$	$A''_4=2,17$	$A'_5=-1,445$	$A''_5=1,001$	$A'_6=0,167$	$A''_6=0,916$	$A'_7=1,24$	$A''_7=2,021$
$A_3=9,1$		$A_4=8,06$		$A_5=1,76$		$A_6=0,928$		$A_7=2,4$	
$\psi_3=$ arctg 5,18 = $=72°45'$		$\psi_4=$ arctg $(-1)=$ $=-45°$		$\psi_5=$ arctg$(-0,63)=$ $=-34°45'$		$\psi_6=$ arctg 5,49 = $=79°45'$		$\psi_7=$ arctg 1,615 = $=57°35'$	
$A_{f3}=8,64$		$A_{f4}=-2,16$		$A_{f5}=-1,05$		$A_{f6}=0,91$		$A_{f7}=2,02$	

lent, calculat ca radical al valorii medii pătratice, se determină cu relația :

$$M_e = \sqrt{\frac{1}{T_c}\int_0^{T_c} M^2 \mathrm{d}t} = \sqrt{\frac{1}{T_c}\int_0^{T_c} [A_0 + \sum_{i=1}^{7} A_i \sin(i\Omega t + \varphi_i)]^2 \, \mathrm{d}t}.$$

Efectuînd calculele se obține :

$$M_e = \sqrt{\frac{2A_0^2 + A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + A_5^2 + A_6^2 + A_7^2}{2}}.$$

Înlocuind valorile ordonatelor $A_0, \ldots, A_7$, rezultă :

$$M_e = 167{,}2 \text{ Nm}.$$

Cum însă din punct de vedere al acționării electrice este mai convenabil ca acționarea să se realizeze direct de la șaiba de curea de pe arborele motorului la volantul presei, ceea ce are drept efect suprimarea angrenajului conic de multiplicare a turației, deci la simplificarea lanțului cinematic, alegerea și verificarea motorului electric de acționare se face pentru această ipoteză. În acest caz cuplul echivalent are valoarea:

$$M'_e = M_e i_1 = 100{,}2 \text{ Nm},$$

de unde rezultă :

$$P_e = \frac{M'_e n_1}{9\,550} = 10{,}2 \text{ kW}.$$

Din condiții de viteză de lucru se indică motorul electric cu caracteristicile :

$$n_n = 975 \text{ rot/min}, \quad P_n = 13 \text{ kW}, \quad \eta = 86{,}5\%, \quad \cos\varphi = 0{,}81, \quad \lambda = 1{,}9.$$

a) *Verificarea la încălzire.* Condiția de verificare la încălzire cere să fie satisfăcută relația :

$$M'_e \leqslant M_n ,$$

unde

$$M_n = 9\,550 \frac{P_n}{n_n} = 127{,}2 \text{ Nm}.$$

Deci

$$M'_e = 100{,}2 \text{ Nm} < M_n = 127{,}2 \text{ Nm}.$$

Motorul ales face față condițiilor de încălzire impuse de diagrama de solicitare.

b) *Verificarea la suprasarcină.* Se impune condiția ca cuplul maxim de pe curba medie de solicitare a motorului considerat pe arborele corespunzător noii simplificări cinematice să fie mai mic sau cel mult egal cu cuplul maxim dezvoltat de motor în ipoteza că se admite o cădere de tensiune $\Delta U \leqslant 15\%$:

$$M_{\text{max motor}} = 0{,}85^2 \lambda M_n = 174 \text{ Nm} > M'_{rr} = 112 \text{ Nm}.$$

După cum rezultă din relațiile de verificare se poate conchide că alegerea a fost judicioasă și motorul face față solicitărilor impuse de caracterul structurii cinematice și dinamice a presei și de natura procesului tehnologic de presare.

3. Concluzii

În baza studiului efectuat și a rezultatelor obținute se pot formula următoarele concluzii :

1. Rezultatele la care se ajunge în problema calculului motorului electric de acționare confirmă considerațiile teoretice privind cinematica și dinamica acționării electrice a preselor mecanice P. M. T.-5 și P. P. F., pentru balotat paie și fîn, în cazul presatului la staționar.

2. Ținînd seama de caracterul activității din agricultură și pentru unitățile la care se pune problema îmbunătățirii factorului de putere, este indicat a se folosi un motor de turație ridicată ($n_0 = 750...1\,000$ rot/min).

3. Deoarece folosirea presei este sezonieră, mărirea coeficientului de utilizare în timp a motorului electric de acționare se poate realiza prin antrenarea de către acesta și a altor utilaje de putere corespunzătoare (mori, tocători, malaxoare, transportoare, dozatoare, concasoare, pompe etc.)

Primită la 4 iulie 1972

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de utilizări electrice
și automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Boțan N. V., *Bazele calculului acționărilor electrice.* Ed. Tehn., Buc., 1970.
2. Brașovan M. ș. a., *Metode moderne de proiectare a acționărilor electrice.* Ed. Acad. R. S. R., Buc., 1968.
3. Boțan N. V., *Cum se aleg motoarele electrice pentru acționarea mecanismelor industriale.* Ed. Tehn., Buc., 1963.
4. Tașcă Gr. ș. a., *Contribuții cu privire la cinematica și dinamica acționării electrice a preselor mecanice P. M. T.-5 și P. P. F. pentru balotat paie și fîn.* Bul. Inst. polit. Iași, (sub tipar).
5. * * * *Справочник конструктора сельскохозяйственных машин.* T. 3, Изд. Машстр., M., 1969.
6. * * * An. I. C. M. A., Lucr. șt., XII, 41—50; 242 (1968).

POWER DETERMINATION OF THE ELECTRIC DRIVE MOTOR OF THE P. M. T. -5 HAY AND STRAW PACKING PRESS

(Summary)

The present paper is dealing with the calculation of the power of the electric drive motor of the hay and straw packing presses [6], taking into account the research results concerning the modernizing of these presses.

For the calculation of the power of the motor the oscillogram of the total resisting torque (static and dynamic torque) was used.

There are also given in the paper some suggestions of multiple utilisation of the chosen motor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 621.316.718.5; 621.213.222—9

ÜBER IMPULSREGELUNG DES GLEICHSTROMREIHENSCHLUSSMOTORS

VON

MIRCEA OPRIŞOR, MIRCEA DIACONESCU und VIRGIL MOGA

1. Um die Geschwindigkeit von Gleichstrommaschinen und im besondern der Reihenschlussmaschine zu hochgestellten Indizes zu regeln, findet man heute weit verbreitet die Neigung zur Impulsregelung durch direkten Gleichstromumrichter mittels Thyristoren (Gleichstromsteller). Zur Kommutierung des Zustandes des Hauptthyristors (oder der Hauptthyristorengruppe) eines solchen Umrichters werden Schaltungen mit kapazitivem Energiespeicher vorgezogen. Bei diesen werden neben dem mit der Belastung in Reihe geschalteten Hauptkreis noch zwei Hilfskreise unterschieden (welche für den Kommutierungsvorgang notwendig sind): der Nachladekreis und der Löschkreis. Je nach der Schaltungsart kann jedweder abhängig oder unabhängig von der Belastung sein.

Die einfachste Schaltung, die praktisch sehr häufig verwendet wird und in der Fachliteratur [1]...[3] als Grundschaltung für die Regelung der Ausgangsspannung sowohl durch die Kommutierungsfrequenz, wie auch durch die Einschaltdauer gilt, ist im Abb. 1 dargestellt. Hier sind der Nachladekreis $D-L-C$, wie auch der Löschkreis $C-T_2$, im Nebenschluss mit dem Hauptthyristor T_1, bzw. in Reihe mit der Belastung. Der ganze Kommutierungsvorgang wird demgemäss von der Belastung abhängig.

In der vorliegenden Arbeit stellten wir uns die Aufgabe, vergleichsweise mit obigem Schema eine Schaltung zu analysieren, bei welcher beide Hilfskreise unabhängig von der Belastung sind (Abb. 2). Man kann aus diesem Abbildung entnehmen, dass der Nachladekreis L_3-D_3-C im Nebenschluss mit der Belastung und dem Hauptthyristor T_1 ist, während der Löschkreis $C-T_2-L_s$, bzw. $C-L_s-D_2$, mit dem Lastkreis nur die Induktivität L_s gemeinsam hat.

In beiden Abbildungen wurden ergänzend der Eingangsfilter $L_f - C_f$, der für die Verringerung der vom Umrichter in die Quellenspannung eingeführten Schwingungen nötig ist, der Schutz für Überlastung (ultrarasche Sicherungen S_1, S_2) und die Überspannung (die Schaltungen $r-c$) für die Halbleiter des Umrichters dargestellt. Ausserdem ist auch die Reihenschlussmaschine $E-M$ dargestellt, welche der Umrichterladung entspricht ($U_N = 220$ V, $I_N = 12{,}4$ A, $n_N = 1\,330$ U/min).

2. Für die Schaltung aus Abb. 1 sind die Zündung und die Löschung des Hauptthyristors T_1 nur dann gesichert, wenn die Kapazität C auf eine Spannung entsprechender Amplitude und Polarität aufgeladen ist. In diesem Sinne wird beim Anlassen die vorherige Zündung des Lösch-

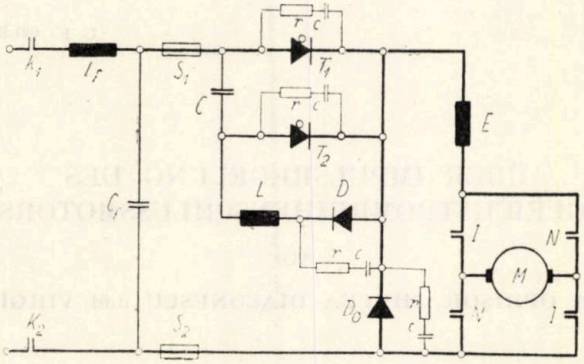


Abb. 1

thyristors T_2 nötig; andernfalls ist die Wiederaufladung der Kapazität C zur entgegengesetzten Polarität verhindert, die für die Löschung von T_1 nötig ist, die Regelung ist gestört und die Anlage erleidet einen Chok, der dem widerstandslosen Anlaufen entspricht. Im Betrieb bedingt die Aufladung der Kapazität C einen Mindestwert des Belastungsstroms, unterhalb dessen die Dauer des Vorganges grösser als die Steuerungsperiode von T_1 werden kann; dieser bleibt von der entgegengesetzten Spannung an der Kapazität blockiert. Mit andern Worten, der Umrichter mit dem Nachladekreis im Nebenschluss mit T_1 kann nicht im Leerlauf arbeiten.

Andererseits muss die Mindestleitungsdauer von T_1 an den Klemmen von C eine entgegengesetzte Spannung von entsprechender Amplitude sichern. Demgemäss muss diese Dauer wenigstens gleich einer Halbperiode der Eigenfrequenz des Schwingkreises $T_1-D-L-C$ sein. So stellt die Ausgangsspannung des Umrichters einen von Null verschiedenen Wert vor.

Die Schaltung bedingt auch einige Nachteile in dimensionaler Rücksicht. So wird z. B. der Hauptthyristor T_1 supplimentär mit dem Kippstrom von C aufgeladen, dessen Variation di/dt im Augenblick des Einschaltens von T_1 verschieden sein kann. Endlich, da die Blockierung von T_1 im Momente eintritt, in welchem der Enladungsstrom der C den Wert des Laststromes erreicht, muss in einigen Fällen C für einen Strom über den Höchstwert dimensioniert werden.

Bedeutende Schwierigkeiten treten bei der elektrischen Bremsung auf; hier kann die Schaltung ohne einige Konzeptionsänderungen nicht angewendet werden.

3. In der Schaltung von Abb. 2 wird die Aufladung des Kommutierungskondensators C unabhängig von der Zündordnung der beiden Thyristoren sofort nach dem Anschluss des Schaltkreises an die Speisequelle getätigt. Ausserdem sichert nach dem Löschen von T_1 und T_2 die Diode D_2

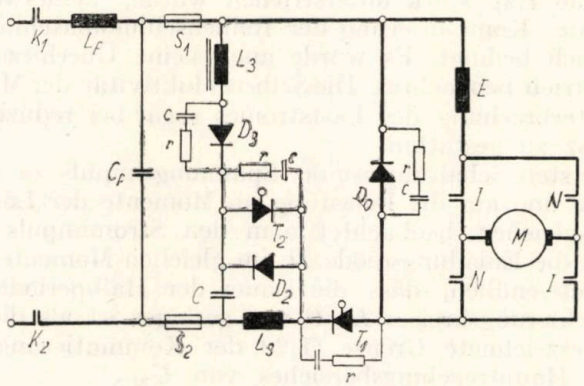


Abb. 2

die Zurückführung des Kondensators in die Ausgangslage ; so dient nach der Zündung der Nachladekreis L_3—D_3 nur zur Ausgleichung der Verluste im Löschkreis, wobei eine Unterdimensionierung nach dem Strom der Diode D_3 gestattet wird (gewöhnlich kann man $L_S \approx 0{,}05\ L_3$ zulassen [2]).

Die Aufladung und das Kippen von C durch unabhängige Schaltkreise gestattet die Verringerung auf Null des Mindestlaststromes und der Mindest-Ausgangsspannung. Da die Grösse der Kommutierungsspannung 1,5...2 mal die Quellenspannung übersteigt, erhält man selbst bei hohen Frequenzen ein entsprechendes Ansteigen der Sicherheit des Kommutierungsvorganges. Darüber hinaus wird durch die getrennte Aufladung die Sicherheit der Kommutierung bis zu Null-Spannungen und -Strömen gewährleistet ; dies gestattet die elektrische Bremsung bis zum Anhalten (selbsterregende, verlustfreie elektrische Bremsung).

Was die Dimensionierung betrifft, vermeidet die Aufladung von C den Thyristor T_1 und beseitigt die zusätzliche Ladung des letztern, dank dem Aufladungsstrom. D_2, D_3, T_2 und C dagegen werden auf das Doppelte der Nachladespannung dimensioniert.

4. Im Abb. 3 und 4 sind die Oszillogramme der wichtigsten Spannungen und Ströme wiedergegeben, wie sie unter gleichartigen Bedingungen in den Schaltungen aus Abb. 1 und 2 aufgenommen wurden. In beiden Fällen erwies sich die Kapazität $C_f = 720\ \mu F$ des Eingangsfilters als ungenügend für die Abgleichung der Eintrittsspannung U_1 (die Oszillogramme wurden für Leitungsdauer von T_1 nahe bei $t_a = T/2$ aufgenommen, wo-

bei die Wellenbildung von U_1 Höchstwerte besass). Dies wirkte auf die Form der Spannungen, die dem Motor U_M und dem Hauptthyristor T_1 angelegt wurden, im ersten Fall auch auf die Form der Ströme I_1, I_M und I_{T1}. Gleichfalls hat in beiden Fällen die alternative Komponente des Verbraucherstromes I_M, die von der reduzierten Kommutierungsfrequenz (in diesem Falle 50 Hz) stark unterstrichen wurde, keineswegs eine Verschlimmerung der Kommutierung der Reihenschlussmaschine im gesamten Belastungsbereich bedingt. Es wurde auch keine Überhitzung des Eisens bei längerm Betrieb beobachtet. Die Selbstinduktivität der Maschine reichte aus, keine Unterbrechung des Laststromes sogar bei reduzierter Kommutierungsfrequenz zu gestatten.

An der ersten Schaltung ist der Spannungsimpuls zu vermerken, der bis zu $2U_1$ geht und auf die Belastung im Momente der Löschung von T_1 anspricht. Desgleichen beobachtet man den Stromimpuls von ungefähr $2I_{M\max}$, der an die Enladungsdiode D_0 im gleichen Momente angelegt wird. Man beobachtet endlich, dass die Dauer der Halbperiode der Eigenfrequenz des Blockierungskreises $L-C$ viel geringer ist als die in der Fachliteratur [2] verzeichnete Grenze (1/20 der Kommutierungsfrequenz) zur Sicherung des Hauptregelungsbereiches von U_M.

Beim zweiten Schaltbild bestimmt die Spannung $U_C \approx 2U_1$ Spannungsimpulse von $+2U_1$ am Hauptthyristor, bzw. von $+2I_M$ an der Löschinduktivität L_S. Die Entladungsdiode D_0 erfährt ihrerseits Kommutierungsstromimpulse (die photographisch nicht aufgenommen wurden) von besondern Werten. Der spezielle Nachladekreis der Kommutierungskapazität $L_3 - D_3 - C$, welcher eine Induktivität von einem besondern Wert (beim verwirklichten Modell war $L_3 \approx 4\,L_S = 100$ mH) und einen verhältnismässig grossen Ohmschen Widerstand enthält, bedingt eine Reihe von zusätzlichen Schwingungen im Strome I_1 (die Form des Stromes I_{L3}, von erhöhter Verstärkung, wird auch beim Strome I_{LS} wiedererkannt).

5. In Abb. 5...8 wurden die wichtigsten Kennlinien nachgezogen, die den Gleichstromstellern im Abb. 1 (unterbrochene Linie), bzw. im Abb. 2 (volle Linie) entsprechen.

Die Regelungskennlinie der Austrittsspannung (Abb. 5) entspricht der theoretischen Variation $U_M = ft_aU_1$, in welcher f die Kommutierungsfrequenz, t_a — die Leitungsdauer von T_1 im Verlaufe einer Kommutierungsperiode vorstellen. Gegenüber der idealen Kennlinie, die durch die Punkte $t_a = 0$, $U_M = 0$, bzw. $t_a = T$, $U_M = U_1$ geht, verlaufen diese Kennlinien parallel und sind in verschiedenen Bereichen gelegen. Im ersten Schema entspricht die ideale Kennlinie der Nennbelastung I_{MN}; gleichzeitig mit der Verringerung der Belastung und dem Ansteigen der Belastungsdauer der Kapazität C, hat der Hilfsthyristor T_2 eine Periode erhöhter Leitung und U_M wächst im Wert. Die entsprechenden Kennlinien sind unterhalb der idealen Kennlinie gelegen. Bei der zweiten Schaltung entspricht die ideale Kennlinie dem Leerlauf $I_M = 0$; gleichzeitig mit dem Ansteigen der Belastung und dem Spannungsabfall an L_S, fällt der Wert von U_M, die entsprechenden Leitlinien liegen oberhalb der idealen Leitlinie, die auch

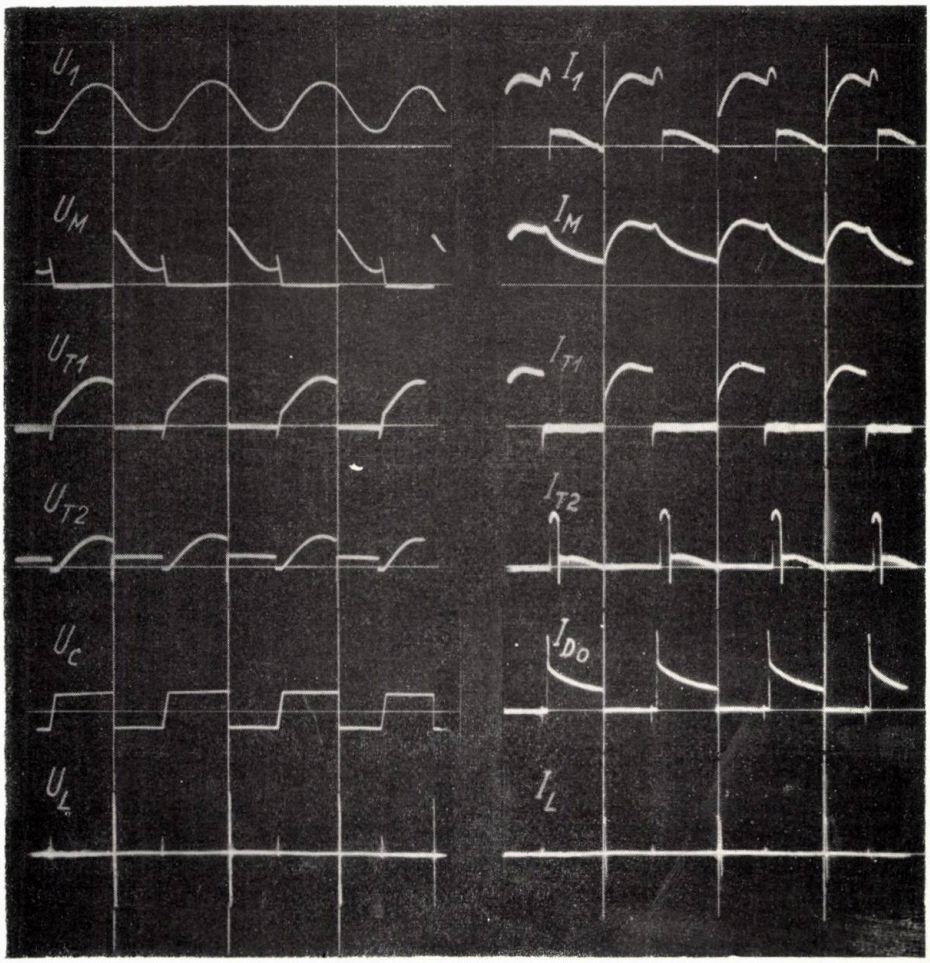


Abb. 3

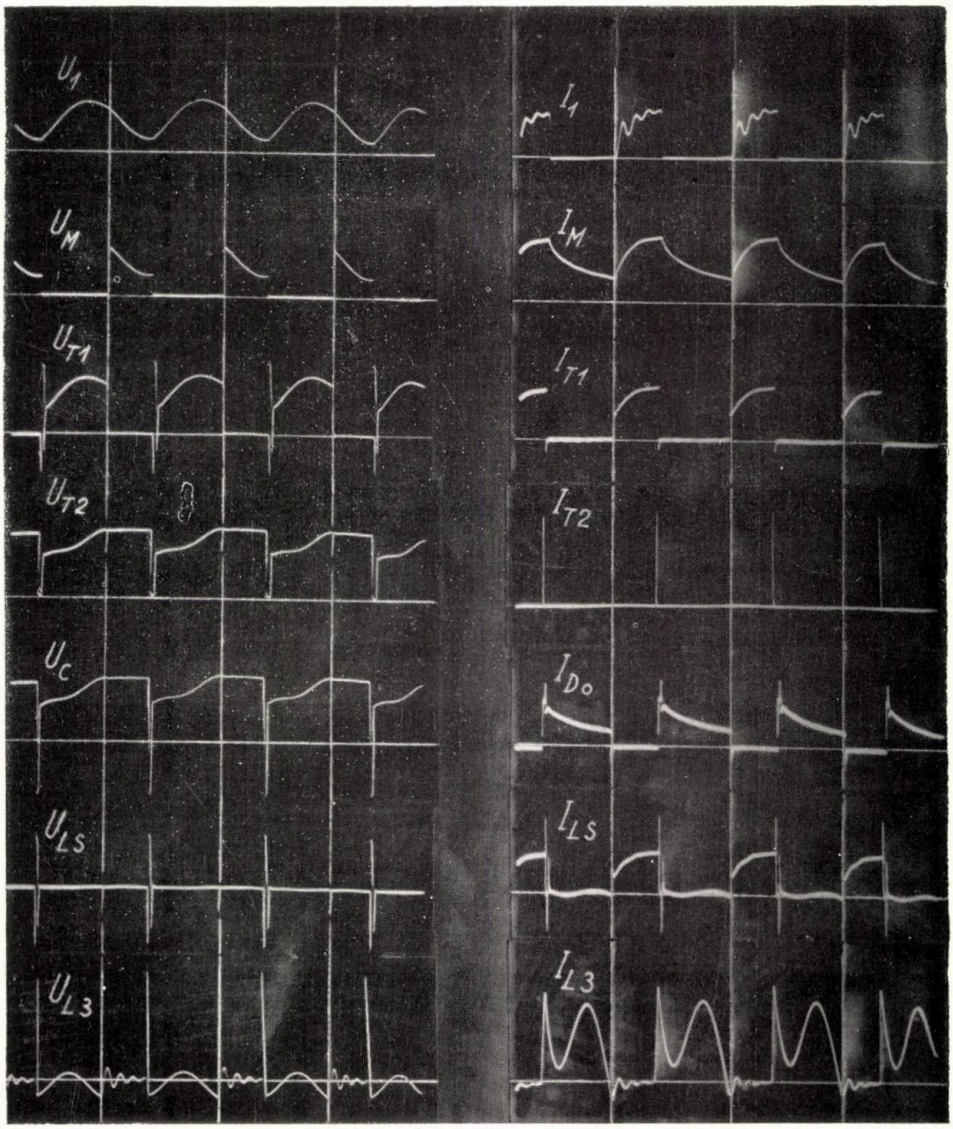


Abb. 4

anders gerichtet ist. Man muss hervorheben, dass eine gleichzeitige Form auch die Leitlinie der Geschwindigkeitsregelung haben wird, wobei das lineare Verbindungsverhältnis zwischen U_M und n gegeben ist.

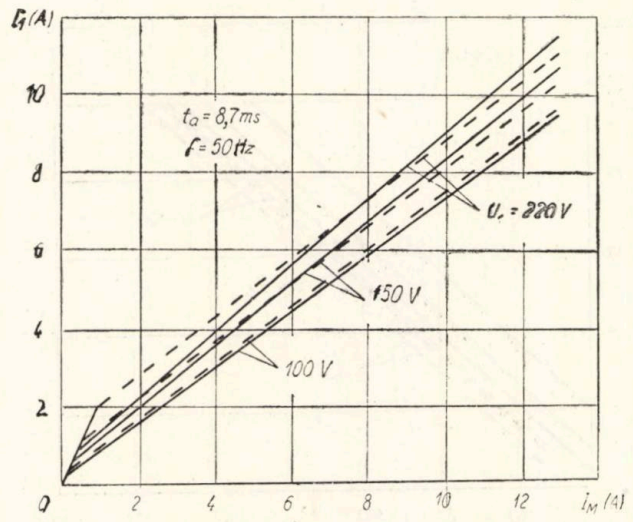


Abb. 5

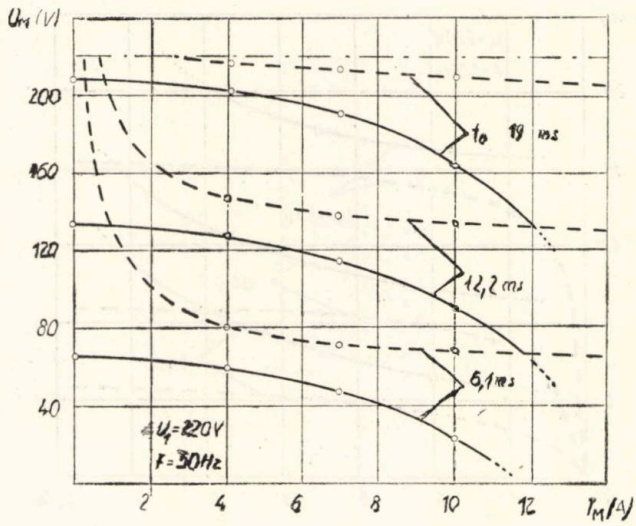


Abb. 6

Um den Einfluss der Last auf die Regelung besser beobachten zu können, wurden im Abb. 6 die Kennlinien $U_M = f(I_M)$ gezogen. Es ist augenscheinlich, dass bei der ersten Schaltung U_M für grosse Variationen

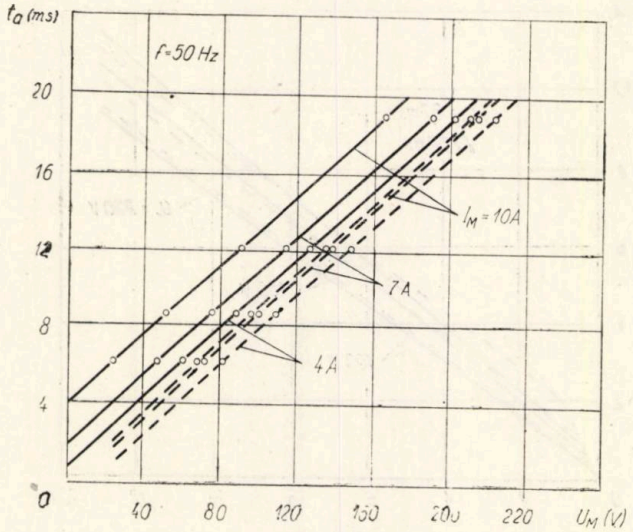


Abb. 7

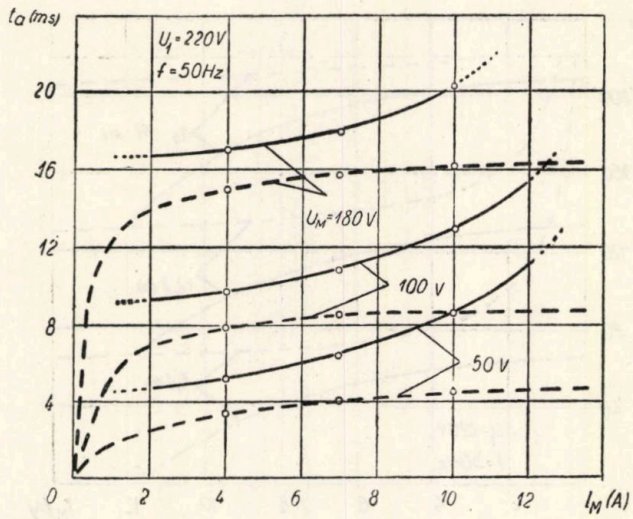


Abb. 8

von I_M praktisch konstant bleibt. Bei der zweiten Schaltung muss die Regelung die Belastung verfolgen, da ein bestimmter Wert von U_M nur durch eine Veränderung der Schaltdauer t_a im gleichen Sinne mit der Belastung konstant gehalten werden kann. Dies erhellt noch klarer aus den Regelungskennlinien, die im Abb. 7 wiedergegeben sind. Der Einfluss dieser Forderung auf die Speisungsquelle ergibt sich aus den Eintritts—Austrittskennlinien $I_1 = f(I_M)$, die im Abb. 8 dargestellt sind. Wenn bei der ersten Schaltung die beiden Ströme linear gemäss der Regel $I_1 = ft_a I_M$ variieren und die Kennlinien für $U_1 = K$ parallel sind, beseitigt im zweiten Fall das Zusatzabfallen der Spannung an L_S diesen Parallelismus.

Die Analyse dieser Charakteristiken hebt auch den Umstand hervor, dass die erste Schaltung den untern Teil des Regelungsbereiches der Spannung nicht deckt und dies besonders bei kleinen Belastungen (Abb. 6), während die zweite Schaltung den obern Teil desselben Bereiches besonders bei grossen Belastungen nicht deckt. Da ein leichtes Anlaufen eine lineare Regelung im Bereiche der niedrigen U_M-Werte bedingt, ist die zweite Schaltung vorzuziehen. Die Deckung des obern Bereiches zwischen $U_{M\,max}$ und U_{MN} lässt sich leicht durch das Anwachsen von $U_1 > U_{MN}$ verwirklichen. Umgekehrt, für eine gegebene Belastung $I_M = K$, verlangt die zweite Schaltung von der Quelle einen stärkern Strom I_1 (Abb. 8) bzw. eine grössere Leistung.

Schlussfolgerungen

Die Gleichstromsteller mit von der Belastung gesonderten Nachlade- und Löschkreisen bieten besondere Vorteile im Falle der Geschwindigkeitsregelung des Gleichstromreihenschlussmotors. Dies bezieht sich vor allem auf die Sicherung eines leichten Anlaufes ohne Gefährdung durch Steuerfehler und in zweiter Linie auf die Sicherung eines erweiterten Regelungsbereiches (von 98,2% in den experimentierten Fällen gegenüber 88,5%). Ausserdem gestatten die Gleichstromsteller mit gesonderten Kreisen einen leichten Übergang der Schaltung im Bremsbereich.

Die Unterschiede zwischen den Kennlinien der beiden studierten Lösungen sind sowohl durch die verlängerte Speisung der Belastung mittels T_2 bei der ersten, wie auch durch das zusätzlichen Abfallen der Spannung an der Induktivität bei der zweiten gerechtfertigt; diese Unterschiede dürfen folglich nur teilweise als verschwendete Energie im zweiten Fall angesehen werden.

Die Schlussfolgerungen dieser Arbeit rechtfertigen voll und ganz die Ausweitung der Verwendung des Gleichstromstellers mit unabhängigen Kreisen, der bis nun in der Fachliteratur [4] nur als Regler der unabhängigen Felder von eineren Gleichstrommaschinen behandelt wurde.

Eingegangen am 29. August 1972

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Anwendung der Elektrizität
und Automatisierung

LITERATURVERZEICHNIS

1. Knapp P., *Le régleur de courant continu, organ de commande des véhicules moteurs à courant continu.* Revue Brown Boveri, **57**, *6/7*, 252—270 (1970).
2. Крогерис А. и. др., *Полупроводниковые преобразователи электрической энергии.* Изд. „Зинатне", Рига, 1969.
3. Oprişor M., *Posibilităţi de utilizare ale convertizorului direct de c. c. în tracţiunea electrică.* Lucr. ses. şt. ISCT, Buc., 23—25 oct. 1969, Secţia IV : Automatizări, 167—197.
4. Wagner R., *Elektronischer Gleichstromsteller als Feldsteller für elektrische Maschinen.* Siemens Z., **39**, *6*, 729—733 (1965).

REGLAREA ÎN IMPULSURI A MOTORULUI SERIE DE CURENT CONTINUU

(Rezumat)

Se studiază comportarea în funcţionare a motorului serie de curent continuu în cazul reglării vitezei prin convertizor direct de tensiune continuă (chopper).

Sînt comparate rezultatele experimentale obţinute cu convertizoare avînd circuitele auxiliare dependente, respectiv independente faţă de sarcină.

Analiza indică avantaje deosebite de partea convertizorului cu circuite auxiliare independente, evidenţiindu-l ca o soluţie de preferat.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 621.313.333

ÜBER DEN ANTRIEB EINIGER MASCHINEN MIT ELEKTROMOTOREN DIE BEI KONSTANTER LEISTUNG FUNKTIONIEREN *)

VON

D. ALEXA und V. PRISĂCARU

1. Einleitung

Um erhöhte Leistungen zu erziehlen, beansprucht ein grosser Teil der Bearbeitungsmaschinen eine konstante Nutzleistung, in Betrieb mit veränderlicher Drehzahl, wie zum Beispiel im Falle einiger Werkzeugmaschinen, Hebe- und Transportmaschinen, Wickelmaschinen u. s. w., die erzeugten künstlich-mechanischen Charakteristiken werden so steif wie möglich verlangt.

Die Reihenschluss — Gleich- und Wechselstrommotoren werden im Bereich der elektrischen Antriebe bei konstanter Leistung verwendet, insbesondere bei elektrischen Zugförderungen. Dieselben haben aber eine weiche mechanische Charakteristik, können wegen der Überhitzung der Wicklungen nicht längere Zeit bei einem 2...4 mal grösserem Bremsmoment als Nominal-Drehmoment funktionieren.

Ebenfalls sind die Antriebe bei konstanter Leistung von Kaskademaschinengruppen bekannt. Die Gruppen haben eine grössere installierte Kraft, als die für die Maschine notwendige; Wirkungsgrad und Regelungsbereich der Drehzahl sind für viele aktuelle Anfragen nichthinreichend.

Beim Antrieb der hauptsächlichen kinematischen Ketten der Werkzeugmaschinen wie : Drehbänke, Bohrmaschinen, Fräsmaschinen u. s. w., bei welchen die Zerspannungsgeschwindigkeit in einem bestimmten Bereich, gewöhnlich ziemlich weitspannig, geregelt werden muss, werden häufig mechanische Treppengetriebe, unter der Benennung Getriebekasten verwendet. Die Regelung wird durch eine grosse Anzahl von Trep pen gemacht, um die erziehlte Geschwindigkeit, nahe der für die höchste Nutzleistung der Werkzeugmaschine günstigen Spannungsgeschwindigkeit zu bringen ; die Getriebekasten der durch Programm gesteuerten Kupplungen sind relaisgesteuert und mit Kontaktgeber, Thyristoren und Transistoren ausgestattet.

Heutzutage werden bei den obenerwähnten Maschinen immer mehr die stetigen Antriebe, gleich ob sie elektrischer oder hydraulischer Art sind, angewendet. Die elektrischen Antriebe benützen Nebenschluss-Gleichstrommotoren, kombiniert mit ferngе-

*) Mitgeteilt an der wisenschaftlichen Tagung der Technischen Hochschule, Jassy, 2.—4. Juli 1970.

steurten Getriebekasten, die Drehzahlveränderung des Gleichstrommotoren wird bei gleichbleibender Leistung in einem Regelungsbereich von höchstens 3 : 1, durch die Änderung des Induktionsflusses, erzeugt. Um einen grösseren Nutzkoeffizienten der installierten Kraft der Motoren, also die höchste Nutzleistung der Werkzeugmaschine zu erziehlen, besteht der Nachteil, dass Getriebekasten benützt werden müssen. Was die hydraulischen Antriebe betrifft, besteht der Nachteil, dass ein neuer Energieträger, also das Drucköl verwendet wird, wodurch der allgemeine Wirkungsgrad verkleinert wird. Diese Antriebe werden häufiger im Bereich der Vorschubeinrichtungen der Werkzeugmaschinen verwendet.

Die folgend beschriebene Drehzahl-Regelungsmethode der Maschinen bei konstanter Leistung, ergibt die Möglichkeit künstlich-mechanische Charakteristiken, parallel mit der natürlichen Charakteristik, in einem Regelungsbereich bis zu 1 : 50 zu erziehlen, wobei die Nutzleistung und der Leistungsfaktor hoch bleibt. Die Drehzahlregelung erfolgt mit Hilfe eines durch zwei Elecktromotoren angetriebenen Differentialmechanismus, von denen nur einem die Drehzahl in engem Bereich und auf sparsame Weise, mit elektrischen Mitteln geregelt wird.

2. Regelungsbereich und mechanisch-künstliche Charakteristiken

In Abb. 1 ist das Grundsatzschema des Antriebsystems mit zwei Asynchron-Dreiphasenmotoren, mittels eines Differentialmechanismus wiedergegeben.

Die Antriebs-Anlage besteht aus einem Asynchronmotor *1* mit unregelbarer Drehzahl (er kann mit Kurzschlussrotor sein), ein Asynchronmotor *2* mit regelbarer Drehzahl durch Wiedergewinn der Rotoren-Schlüpfenergie in einer untersynchronen Stromrichterkaskade mit Thyristoren *3*, und einem asymetrischen Differentialmechanismus mit Zahnrädern *4*, mit einem positiven Übersetzungsverhältnis i_{12}^{3}, und grösser als die Einheit.

Die Motoren *1* und *2* betreiben die Leitwalzen des Differentialmechanismus mit den betreffenden Drehzahlen n_1 und n_2 und Drehmomenten M_1 und M_2. Die Drehzahl n_3 der Maschine *5* und die Drehmomente M_1 und M_2 befinden sich in der unten angegebenen aus der spezial-technischen Literatur bekannten Beziehung (für Vereinfachung wird das Übersetzungsverhältnis des Kegelrades zwischen Motor *1* und Differential als gleich mit der Einheit angenommen):

$$i_{12}^{3} = \frac{n_1 - n_3}{n_2 - n_3}, \tag{1}$$

$$M_2 = i_{12}^{3} M_1, \tag{2}$$

wobei $i_{12}^{3} = Z_1 Z_3' / Z_2 Z_3$ das Übersetzungsverhältnis von Spindel *1* auf Spindel *2*, bei blockiertem Satelittenträgerarm darstellt.

Die Nutzleistung an der Maschinenwelle ist gleich mit der Summe der Nutzleistungen der beiden Motoren und den Verlusten im Differen-

tialmechanismus. Nimmt man an dass η_1 und η_2 die betreffenden Wirkungsgrade der von den beiden Motoren übertragenen Leistungen, so kann man schreiben dass :

$$\eta_1 M_1 \omega_1 + \eta_2 M_2 \omega_2 = M_3 \omega_3, \tag{3}$$

oder auch

$$\eta_1 M_1 n_1 + \eta_2 M_2 n_2 = M_3 n_3, \tag{3'}$$

worin ω_1, ω_2, ω_3 die Winkelgeschwindigkeiten der drei Differentialspindeln darstellt.

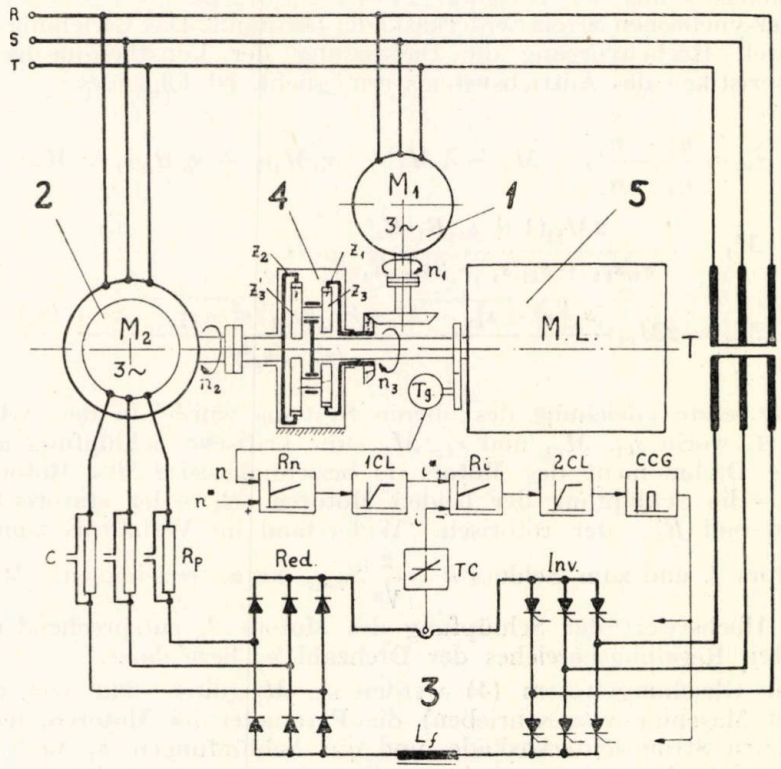


Abb. 1

Man beobachtet aus Beziehung (1), dass bei gleicher Synchrondrehzahl der beiden Motoren, $n_{01} = n_{02}$, und wenn von vornherein i_{12}^3 im Bereich 1,43...1,66 gewählt wird, ist es genügend wenn man n_2 zwischen der Synchrondrehzahl n_{02} und 60...70% derselben ändert, um die Drehzahl n_3 der Maschine von 0...100% zu schwanken.

Diese Tatsache erlaubt einen breiten Bereich der Drehzahlregelung der Maschine zu erziehlen, wobei ein Asynchronmotor *2* mit regelbarer Drehzahl in schmalem Bereich verwendet werden kann, Regelung die sehr günstig mit Hilfe der untersynchronen Stromrichterkaskade gemacht werden kann.

Wenn uns die Drehzahl n_3 und das Bremsmoment M_3 der Maschine in statischem Betrieb bekannt ist, benötigen wir, entsprechend den oberen Werten, den Wert des Steuerungswinkels α der Thyristoren des Inverters zu finden. Dieses benötigt die Bestimmung der Drehzahl n_2 und des Drehmomentes M_2 als Funktion von M_3 und n_3, nachstehend wird der Wert des Winkels α aus der Gleichung $\cos\alpha = f_1(n_2, M_2)$ der Charakteristik der untersynchronen Stromrichterkaskade, bestimmt. Das Gleichungssystem das durch Rechenvorgang die Darstellung der künstlich-mechanischen Charakteristiken des Antriebsystems ermöglicht, ist folgendes :

$$(4)\quad \begin{cases} i_{12}^3 = \dfrac{n_1 - n_3}{n_2 - n_3}, \qquad M_2 = i_{12}^3 M_1, \qquad \eta_1 M_1 n_1 + \eta_2 M_2 n_2 = M_3 n_3, \\ M_1 = \dfrac{2M_{k1}(1 + s_{k1}R_1/R_2')}{s_1/s_{k1} + s_{k1}/s_1 + 2s_{k1}\,R_1/R_2'}, \\ M_2 = 2M_{k2}\dfrac{(s_2\sqrt{s_2^2 + s_{k2}^2 - k^2} - ks_{k2})(s_{k2}\sqrt{s_2^2 + s_{k2}^2 - k^2} + ks_2)}{(s_2^2 + s_{k2}^2)^2}. \end{cases}$$

Die letzte Gleichung des oberen Systems wurde in der Arbeit [3] abgeleitet, worin s_{k1}, M_{k1} und s_{k2}, M_{k2}—die kritische Schlüpfung und der kritische Drehmoment des Motors *1*, beziehungsweise des Motors *2*, s_1 und s_2 — die Schlüpfung der beiden Motoren, R_1 — der statorische Widerstand und R_2' — der rotorische Widerstand im Verhältnis zum Stator des Motors *1*, und zum Schluss $k = \dfrac{2}{\sqrt{3}} S_{2\max} \cos\alpha$, bezeichnen. Mit $s_{2\max}$ ist der Höchstwert der Schlüpfung des Motors *2*, entsprechend des gewünschten Regelungsbereiches der Drehzahl n_2 bezeichnet.

Im Gleichungssystem (4) werden n_3, M_3 (diese sind von der Betriebsart Maschine vorgeschrieben), die Parameter der Motoren, der untersynchronen Stromrichterkaskade, und die Schlüpfungen s_1 und s_2, die Drehmomente M_1 und M_2, und vor allem der Steuerungswinkel α, als unbekannt betrachtet.

In Abb. 2 sind die künstlich-mechanischen Charakteristiken des in untersynchronen Stromrichterkaskade betriebenen Motors *2*, also $s_2 = f_2(M_2, \cos\alpha)$, wiedergegeben. Diese Charakteristiken verändern sich parallel zur Änderung von α, ihre Neigung ist wegen dem überflüssigen Spannungsabfall im rotorischen Stromkreislauf grösser als diejenige der natürlichen Charakteristiken.

Wenn der Motor *1* so gewählt wird, dass seine natürlich mechanischen Charakteristiken auf dem geradliegenden Abschnitt, die selbe Neigung mit den künstlich mechanischen Charakteristiken des Motors *2* sind (s. Abb. 2), so erhält man die künstlich-mechanischen Charakteristiken des Antriebsystems, $n_3 = f_3(M_3, \cos\alpha)$, gleich denen aus Abb. 3.

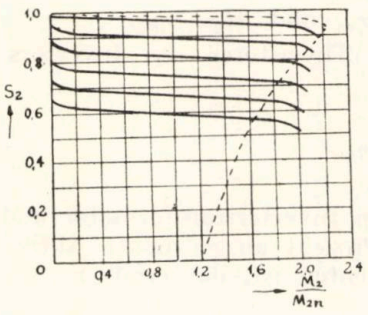


Abb. 2

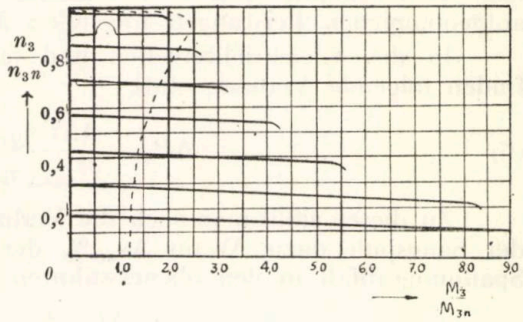


Abb. 3

Um über steifere mechanische, der Maschine übertragenen Charakteristiken verfügen zu können, ist notwendig dass eine Regelung der Drehzahl n_3 im Umlaufkreis stattfindet, Regelung in Kaskade, die als untergeordneten Wert den Strom aus dem Gleichstromkreis laut Abb. 1 hat.

Wenn die Synchrondrehzahlen der beiden Asynchronmotoren verschieden sind, kann eine Regelung der Drehzahl n_3 im gewünschten Bereiche $[n_{3max}, n_{3min}]$ erfolgen, indem man das entsprechende Übersetzungsverhältnis i_{12}^3 wählt, ohne dass ein Reduktor zwischen Differential und Maschine eingeschaltet werden muss.

Beispielweise wenn $n_{01} = 3\,000$ Dzh/Min, $n_{02} = 1\,000$ Dzh/Min und für ein Regelungsbereich der Drehzahlen des Motors *2* zwischen 675 und 960 Dzh/Min, ergibt eine Schwankung der Drehzahl der Maschine, n_3, zwischen 7 und 378 Dzh/Min, Bereich das zum Beispiel für eine Karusseldrehbank entspricht.

3. Energetische Kennziffern des Antriebsystems

Wenn $P_{ut} = M_3\omega_3$ die notwendige Nutzleistung der Maschine, die praktisch bei wechselndem Drehzahlbetrieb gleichbleibend ist, und wenn man mit genügender Annäherung annimmt, dass η_1 und η_2 aus der Beziehung (3), annëhernd gleich mit dem globalen Wirkungsgrad des Differentiales ist, so stehen die Nutzleistungen an den Motorspindeln der beiden Motoren in folgender Beziehung:

$$(5)\qquad \begin{cases} P_{ut_1} = M_1\omega_1, \qquad P_{ut_2} = M_2\omega_2, \\ M_1\omega_1 + M_2\omega_2 = \dfrac{P_{ut}}{\eta_{\text{dif}}}. \end{cases}$$

Wenn die Wirkungsgrade η_{m1} und η_{m2} der beiden Motoren im Nominalbetrieb bekannt sind, so sind die für diesen Betrieb, die aus dem Netz aufgenommenen Leistungen folgende: $M_1\omega_1/\eta_{m1}$ und $M_2\omega_2/\eta_{m2}$.

In den Gleichrichterzellen und in den Thyristoren des Inverters, finden folgende Verluste statt:

$$(6)\qquad \Delta P_1 = \frac{4\Delta U s_{2\max}}{U_{rd\max}\,\eta_{m2}} M_2\omega_2.$$

Zu diesen zählt man noch die Verluste im Invertertransformator und der Saugspule dazu. Wenn $\Delta u_{\text{atr}}\%$ der in Prozent ausgedrückte aktive Spannungsabfall in den obenerwähnten Elementen ist, das ergibt:

$$(7)\qquad \Delta P_2 = \frac{\Delta U_{\text{atr}}\%}{|\cos\alpha_{\max}|} \cdot \frac{s_{2\max}}{\eta_{m2}} M_2\omega_2.$$

Die aus dem Netz aufgenommene Leistung des in untersynchroner Stromrichterkaskade montierten Motors *2* ist gleich:

$$\left(\frac{1}{\eta_{m2}} + \frac{4\Delta U}{U_{rd\max}} \cdot \frac{s_{2\max}}{\eta_{m2}} + \frac{\Delta U_{\text{atr}}\%}{|\cos\alpha_{\max}|} \cdot \frac{s_{2\max}}{\eta_{m2}}\right) M_2\omega_2.$$

Der globale Wirkungsgrad ergibt:

$$(8)\qquad \eta_{\text{tot}} = \frac{\eta_{\text{dif}}(M_1\omega_1 + M_2\omega_2)}{\left[1 + \left(\dfrac{4\Delta U}{U_{rd\max}} + \dfrac{\Delta U_{\text{atr}}\%}{|\cos\alpha_{\max}|}\right) s_{2\max}\right] \dfrac{M_2\omega_2}{\eta_{m2}} + \dfrac{M_1\omega_1}{\eta_{m1}}}.$$

Nimmt man die Beziehung (2) in Betracht, ergibt es:

$$(8')\qquad \eta_{\text{tot}} = \frac{\eta_{\text{dif}}(\omega_1 + i_{12}^3\omega_2)}{\left[1 + \left(\dfrac{4\Delta U}{U_{rd\max}} + \dfrac{\Delta U_{\text{atr}}\%}{|\cos\alpha_{\max}|}\right) s_{2\max}\right] \dfrac{i_{12}^3\omega_2}{\eta_{m2}} + \dfrac{\omega_1}{\eta_{m1}}}.$$

Dieser Ausdruck vereinfacht sich wenn die nominalen Wirkungsgrade der beiden Motoren gleich sind ($\eta_{m1} = \eta_{m2} = \eta_m$):

$$(8'')\qquad \eta'_{\text{tot}} = \frac{\eta_m\eta_{\text{dif}}(\omega_1 + i_{12}^3\omega_2)}{\left[1 + \left(\dfrac{4\Delta U}{U_{rd\max}} + \dfrac{\Delta U_{\text{atr}}\%}{|\cos\alpha_{\max}|}\right) s_{2\max}\right] i_{12}^3\omega_2 + \omega_1}.$$

Für die in Gegenwart verwendeten untersynchroner Stromrichterkaskade, ist der Ausdruck aus dem Nenner, entsprechend für $s_{2max} < 0{,}5$, im allgemeinen grösser als 1,03, wobei η_{dif}, für sehr kleine Werte von n_3, zwischen 1 (für $n_1 = n_2 = n_3$) und 0,9...0,85 ist ; das zeugt, dass der totale Wirkungsgrad entsprechend ist.

Was den Leistungsfaktor betrifft, dieser verschlechtert sich wegen der Gegenwart des Inverters und des Transformators in der Kaskade. Der Inverter verlangt eine reaktive Steuerungs- und Stromwendugsleistung; die totale Blindleistung ist bei der Synchrondrehzahl am höchsten, weil in diesem Falle der Steuerungswinkel 90° beträgt. Um so kleiner der Regelungsbereich der Kaskademontage ist, um so kleiner ist die Nominalleistung des Inverters, also die nötige Blindleistung.

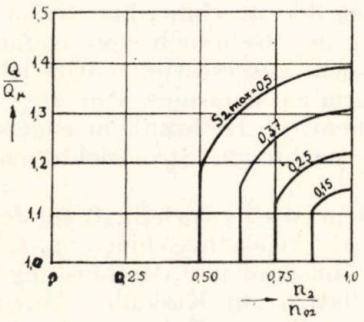


Abb. 4

Die Leistung der „in Kaskade" montierten Installation ist gleich mit dem Produkt zwischen der vom Motor *2* aus dem Netz aufgenommene Leistung und der für den Betrieb notwendigen Maximalschlüpfung s_{2max}, und kann in Funktion von der total installierten Leistung der Elektromotoren P_{inst} und deren mittleren Wirkungsgrad η_m durch folgende Beziehung ausgedrückt werden :

$$P_k = \frac{P_{inst}}{\eta_m} \cdot \frac{i_{12}^3 n_{02}}{i_{12}^3 n_{02} + n_{01}} s_{2max} \cdot \tag{9}$$

Die obige Leistung, gleich mit der Nominalleistung der Gleichrichterbrücke des Inverters, stellt für den im vornherein gewählten Bereich des Übersetzungsverhältnisses i_{12}^3, etwa 15...25% der installierten Leistung der Motoren dar.

In Abb. 4 ist die nötige totale Blindleistung der Antriebsinstallation, im Vergleich zu der totalen Magnetisierungsblindleistung der Motoren, Q_μ, die konstant betrachtet wird, solange die Betriebsspannung und die Netzfrequenz gleichbleibend ist, in Funktion des Regelungsbereiches $[0, s_{2max}]$ und der relativen Drehzahl, wiedergegeben. Aus dieser Abbil-

dung sieht man hervor dass die total aufgenommene Blindleistung sich zugleich mit der Vergrösserung des Bereiches der Drehzahlveränderung, auch vergrössert. Dieses ist der hauptsächliche Nachteil der untersynchronen Stromrichterkaskade, aus welchem Grund sie im allgemeinen nur bei Antrieben mit kleinem Wechselbereich der Drehzahlen angewendet wird.

Nimmt man die Erwärmung in Betracht, kann der untersynchron in Kaskade-Asynchronmotor in Dauerbetrieb bei Schlüpfungen etwa 97% des Nominaldrehmomentes hergeben, wenn die Lüftung unabhängig von der Drehzahl des Motors ist.

4. Schlussfolgerungen

Die Antriebsinstallation von Abb. 1 erzeugt eine stetige, nichttreppenförmige Drehzahlregelung der Maschine, bei steifen künstlich-mechanischen Charakteristiken, wobei der Gebrauch von einfachen oder mit elektromagnetischen Kupplungen ausgestatteten Getriebekasten ausgeschlossen wird, und ein Differentialmechanismus von zwei Elektromotoren betrieben, von denen nur einem die Drehzahl, in engem Bereich, auf sparsame Weise, in einem untersynchronen Stromrichterkaskade geregelt ist, verwendet wird.

Dieses Antriebsystem ist sehr vorteilhaft für den Antrieb einiger schweren Werkzeugmaschinen, Wickelmaschinen u. s. w. anzuwenden, dabei bleiben der globale Wirkunsgrad und der Leistungsfaktor hochstehend und die Leistung der Installation „in Kaskade" überschreitet nicht mehr als 15...25% der totalen installierten Leistung der beiden Motoren.

Eigegangen am 24. Januar 1971

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl fur Anwendungen
der Elektrizität und Automatisierungen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Boţan N., Bejan I., Balaban E., *Curs de acţionări electromecanice şi automatizări.* EDP, Buc., 1962.
2. Braşovan M., *Acţionări electromecanice.* EDP, Buc., 1967.
3. Damsker D., *Sisteme moderne de acţionări electrice.* I. D. T., Buc., 1968.
4. Horowitz B., *Reductoare şi variatoare de turaţie.* Ed. Tehn., Buc., 1961.

ACŢIONAREA UNOR MAŞINI CU MOTOARE FUNCŢIONÎND LA PUTERE CONSTANTĂ

(Rezumat)

Metoda de reglare a turaţiei maşinii de lucru la putere constantă, descrisă în lucrare, permite obţinerea unor caracteristici mecanice artificiale paralele cu caracteristica naturală, într-un domeniu de reglaj a turaţiei de pînă la 1 : 50, randamentul şi factorul de putere păstrîndu-se ridicate.

Această metodă realizează reglarea turaţiei cu ajutorul unui mecanism diferenţial antrenat de două motoare electrice, dintre care numai unuia i se reglează turaţia în limite înguste şi în mod economic, în montaj de cascadă subsincronă statică cu tiristoare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 621.396.645.1

CONTRIBUTION À L'ÉTUDE DES AMPLIFICATEURS À CARACTÉRISTIQUE D'AMPLITUDE COMMANDÉE *)

PAR

VIANOR BOICIU

1. Introduction

Les amplificateurs à caractéristique d'amplitude commandée sont des amplificateurs spéciaux pour lesquels on réalise le réglage automatique du facteur d'amplification.

On essaie d'analyser ci-dessous les bases théoriques et la possibilité de réaliser des amplificateurs à caractéristique d'amplitude commandée, grâce au shuntage de l'étage amplificateur avec des transistors supplémentaires. Let ransistor supplémentaire joue le rôle de résistance variable et la manière dont cette résistance varie dépend de la tension qu'on applique sur la base. Les amplificateurs realisés n'assurent qu'une dépendance linéaire de la caractéristique $u_e = f(u_i)$ et uniquement sur certaines portions.

2. Considérations théoriques

Dans la fig. 1 on a représenté un amplificateur à caractéristique d'amplitude commandée, obtenu en employant des transistors supplémentaires en vue de shunter l'étage amplificateur.

Le facteur d'amplification de l'étage amplificateur réalisé avec le transistor T_1 en tant qu'amplificateur et T_2 en tant que résistance variable est donné par le rapport :

$$A_u = \frac{u_{b_2}}{u_{b_1}}, \tag{1}$$

où :

*) Présentée lors de la session scientifique de l'Université de Craiova, octobre 1969.

$$u_{b_1} = R_{\text{entr}_1} i_{b_1}.$$

On a noté par R_{entr_1} la résistance d'entrée du transistor T_1.

En vue d'obtenir l'expression de u_{b_3} on considère le schéma équivalent de l'étage amplificateur réalisé avec le transistor T_1 pour des fréquences moyennes.

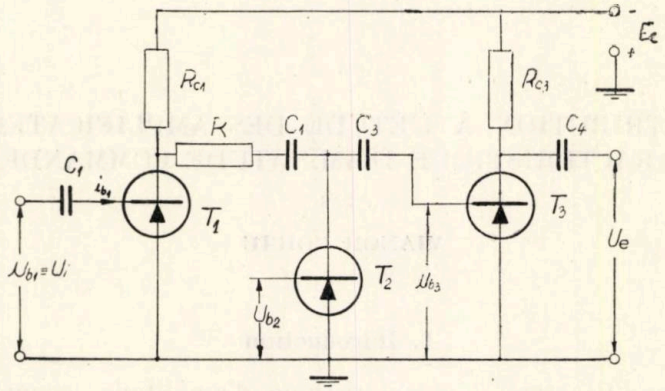


Fig. 1

Il résulte du schéma de la fig. 2 que la tension u_{b_3} est donnée par la relation :

$$u_{b_3} = \frac{\dfrac{R_{\text{non lin}} R_{\text{entr}_2}}{R_{\text{non lin}} + R_{\text{entr}_2}}}{R + \dfrac{R_{\text{non lin}} R_{\text{entr}_2}}{R_{\text{non lin}} + R_{\text{entr}_2}}} u_{c_1} \tag{2}$$

avec

$$u_{c_1} = R_s i_{c_1}.$$

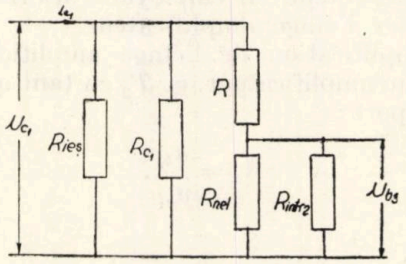


Fig. 2

Si l'on note par :

$$R'_c = \frac{R_{c_1} R_{\text{sort}}}{R_{c_1} + R_{\text{sort}}}$$

il en résulte pour la résistance de charge l'expression :

$$R = \frac{R'_c \left(R + \dfrac{R_{\text{non lin}} R_{\text{entr}_2}}{R_{\text{non lin}} + R_{\text{entr}_2}} \right)}{R'_c + R + \dfrac{R_{\text{non lin}} R_{\text{entr}_2}}{R_{\text{non lin}} + R_{\text{entr}_2}}}. \tag{3}$$

On a noté par : R_{sort} — la résistance présentée par le transistor T_1 dans le circuit de sortie, $R_{\text{non lin}}$ — la résistance présentée par le transistor T_2 dans le circuit de sortie, R_{entr_2} — la résistance d'entrée du transistor T_3.

Si l'on introduit (3) en (2) et l'on effectue toutes les calculs il en résulte:

$$u_{b_3} = \frac{R'_c R_{\text{non lin}} R_{\text{entr}_2}}{R_{\text{non lin}}(R'_c + R_{\text{entr}_2} + R) + R_{\text{entr}_2}(R'_c + R)} i_{c_1}.$$

En utilisant les relations obtenues pour u_{b_3} et u_{b_1}, l'expression du facteur d'amplification A_u devient :

$$A_u = \frac{u_{b_3}}{u_{b_1}} = \frac{R'_c R_{\text{non lin}} R_{\text{entr}_2}}{R_{\text{entr}_1}[(R'_c + R_{\text{entr}_2} + R) R_{\text{non lin}} + R_{\text{entr}_2}(R'_c + R)]} \cdot \frac{i_{c_1}}{i_{b_1}}.$$

Pour le montage à émetteur commun le facteur d'amplification en courant est donné par la relation :

$$\beta = \frac{i_{c_1}}{i_{b_1}}$$

et par suite

$$A_u = \frac{\beta R'_c R_{\text{non lin}} R_{\text{entr}_2}}{R_{\text{entr}_1}[(R'_c + R_{\text{entr}_2} + R) R_{\text{non lin}} + R_{\text{entr}_2}(R'_c + R)]}. \tag{4}$$

On constate de la relation (4) que la variation de la résistance non linéaire $R_{\text{non lin}}$ conduit à la modification du coefficient d'amplification A_u, la loi de variation du coefficient d'amplification étant déterminée par la manière dont varie la tension u_{b_2}, de la base du transistor T_2.

On utilise, en vue de réaliser un amplificateur permettant d'atténuer ou bien de favoriser les signaux d'entrée à amplitude comprise entre certaines limites, un élément réalisé à l'aide des diodes D_1 et D_2. On applique ou l'on superpose la tension alternative $U \cos \omega t$.

Afin d'étudier par voie graphique ou bien analytique la manière dont varie la tension u_e à la sortie de cet élément, on prend en considération les caractéristiques volt-ampère des diodes D_1 et D_2 idéalisées (fig. 4).

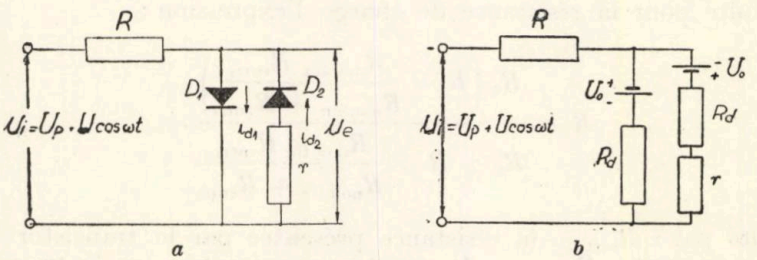


Fig. 3

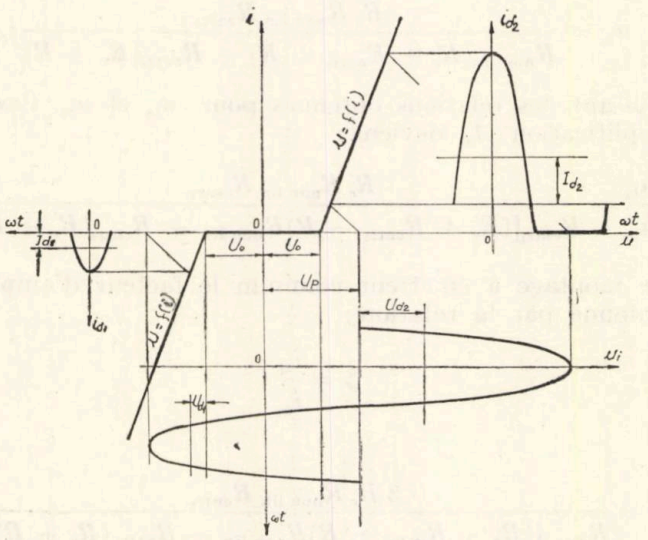


Fig. 4

À cause des chutes de tension sur la resistance R la tension u_e à la sortie de l'élément représenté dans la fig. 4 est différente de celle appliquée à l'entrée u_i. Vu qu'un filtre passe-bas est connecté à la sortie de cet élément, il faudra limiter l'analyse concernant le comportement de l'élément de la fig. 3 à celle de l'influence exercée par les valeurs moyennes de U_{d_1} et U_{d_2}.

a) *Détermination des valeurs moyennes* U_{d_1} *et* U_{d_2}

$$U_{d_1} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} [U\cos\omega t - (U_p + U_0)]\,\mathrm{d}(\omega t) =$$

(5)

$$= \frac{1}{\pi}\int_{\pi-\alpha_1}^{\pi} [U\cos\omega t - (U_p + U_0)]\,\mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{\pi}[U\sin\alpha_1 - (U_p + U_0)\alpha_1].$$

Dans l'expression du courant total qui parcourt la résistance R il y aura aussi une composante due à la diode D_1 ; la valeur en est donnée par la relation :

(6)

$$I_{d_1} = \frac{1}{(R + R_d)\pi}[U\sin\alpha_1 - (U_p + U_0)\alpha_1].$$

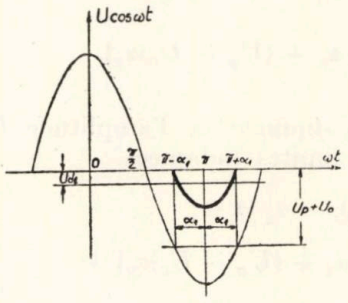


Fig. 5

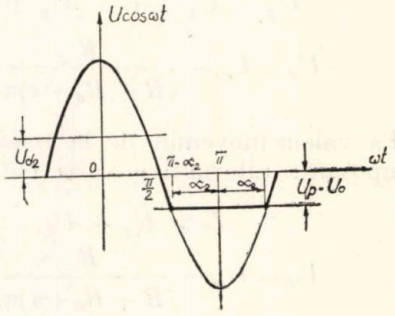


Fig. 6

b) *Détermination des valeurs moyennes* U_{dc} *et* I_{d_2} (fig. 6) :

$$U_{d_2} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi-\alpha_2} U\cos\omega t\,\mathrm{d}(\omega t) + \frac{1}{\pi}\int_{\pi-\alpha_2}^{\pi} (U_p - U_0)\,\mathrm{d}(\omega t) =$$

(7)

$$= \frac{1}{\pi}[U\sin\alpha_2 + (U_p + U_0)\alpha_2].$$

Dans l'expression du courant total qui parcourt la résistance R il y aura aussi une composante due à la diode D_2, dont la valeur sera donnée par la relation :

(8)

$$I_{d_2} = \frac{1}{(R + R_d + r)\pi}[U\sin\alpha_2 + (U_p - U_0)\alpha_2].$$

La valeur moyenne de la tension à la sortie de l'élément représenté dans la fig. 3, notée par U_d, est donnée par la relation :

$$U_d = U_p - R(I_{d_2} - I_{d_1}). \tag{9}$$

Si l'on remplace (6) et (8) dans (9) on obtient :

$$U_d = U_p - \frac{R}{(R + R_d + r)\pi}[U \sin \alpha_2 + (U_p - U_0)\alpha_2] + \\ + \frac{R}{(R + R_d)\pi}[U \sin \alpha_1 - (U_p + U_0)\alpha_1].$$

On distinguera trois cas, selon l'amplitude U de la composante alternative :

1° $U < U_p - U_0, \quad \alpha_1 = \alpha_2 = 0, \quad U_d = U_p.$

2° $U_p - U_0 < U < U_p + U_0, \quad \alpha_1 = 0, \quad \alpha_2 \neq 0 ;$

$$U_d = U_p - \frac{R}{(R + R_d + r)\pi}[U \sin \alpha_2 + (U_p - U_0)\alpha_2].$$

La valeur moyenne de la tension U_d diminue si l'amplitude U de la composante alternative varie entre les limites indiquées.

3° $U > U_p + U_0, \quad \alpha_1 \neq 0, \quad \alpha_2 \neq 0 ;$

$$U_d = U_p - \frac{R}{(R + R_d + r)\pi} U \sin \alpha_2 + (U_p - U_0)\alpha_2] + \\ + \frac{R}{(R + R_d)\pi}[U \sin \alpha_1 - (U_p + U_0)\alpha_1].$$

Lorsque $U > U_p + U_0$ on obtient une augmentation de la tension U_d par rapport au cas 2°, si l'effet du terme introduit par I_{d1} est dominant, ce qu'on réalise en introduisant la résistance r dans le circuit de la diode D_2 (fig. 3 *a*).

3. Dispositif expérimental réalisé

En nous appuyant sur les considérations théoriques et les essais expérimentaux, nous avons réalisé deux types d'amplificateurs spéciaux permettant d'atténuer ou bien de favoriser les signaux compris entre certaines limites de l'amplitude du signal appliqué à l'entrée.

On représente dans la fig. 7 les schémas complètes de ces amplificateurs. L'étage amplificateur proprement-dit est formé par les transistors T_1, T_2 et T_3. La tension de polarisation de la base du transistor T_2 est

prélevée à un étage de polarisation formé par l'amplificateur de courant alternatif réalisé avec les transistors T_4 et T_5 et l'amplificateur de courant continu réalisé avec les transistors T_6, T_7 et T_8.

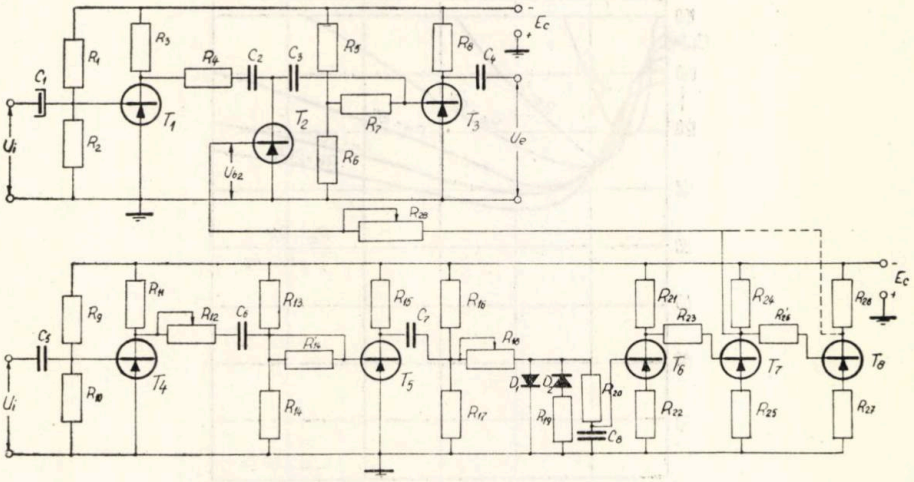


Fig. 7

On applique à l'entrée de l'élément réalisé par les diodes D_1 et D_2 une tension de polarisation U_p, prélevée à la source d'alimentation grâce au diviseur formé par les résistances R_{16} et R_{17} et la tension alternative obtenue à la sortie de l'étage amplificateur réalisé par le transistor T_5. Les variations de la valeur moyenne de la tension à la sortie de cet élément sont amplifiées par l'amplificateur de courant continu et appliquées à la base du transistor T_2. La manière dont varie la tension u_{b_2} détermine la variation du facteur d'amplification A_u; on peut observer cette variation en analysant les résultats expérimentaux.

4. Résultats expérimentaux

On représente dans la fig. 8 les caractéristiques $u_{b_2} = f(u_i)$ pour les différentes valeurs de la résistance R_{18}. La forme de variation de la tension u_{b6}, appliquée sur la base du transistor T_6, est justifiée par la relation (10), vu que la tension u_{b_2} représente la tension à la sortie de l'élément réalisé par les diodes D_1 et D_2.

On peut prélever la tension u_{b_2} de la base du transistor T_2 soit au collecteur du transistor T_7 (fig. 9), soit au collecteur du transistor T_8 (fig. 10). Les caractéristiques représentées dans la fig. 9 relèvent qu'entre certaines limites de variation de l'amplitude du signal d'entrée u_i, la tension

u_{b_2} est modifiée à partir d'une valeur minimum à une valeur maximum ; par conséquent la résistance introduite par le transistor T_2 dans le circuit de sortie sera modifiée à partir de la valeur maximum juqu'à celle minimum.

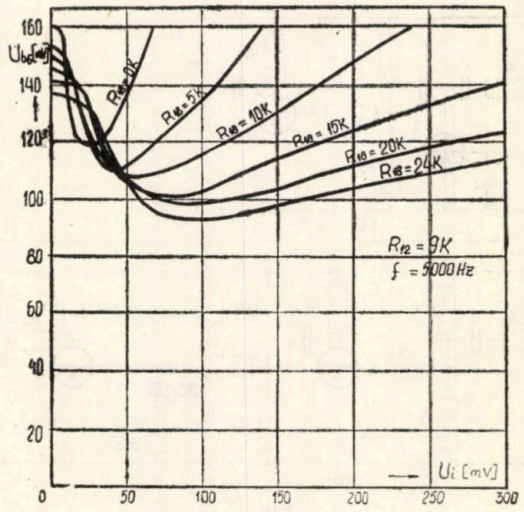


Fig. 8

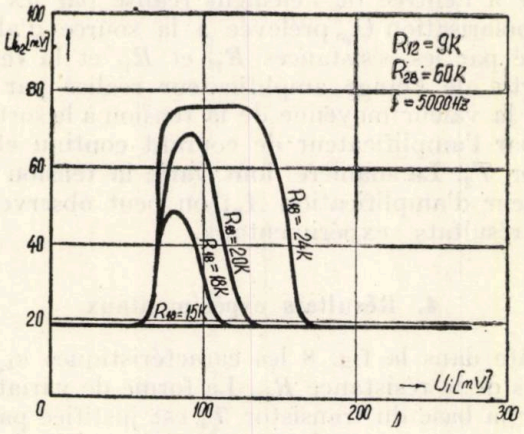
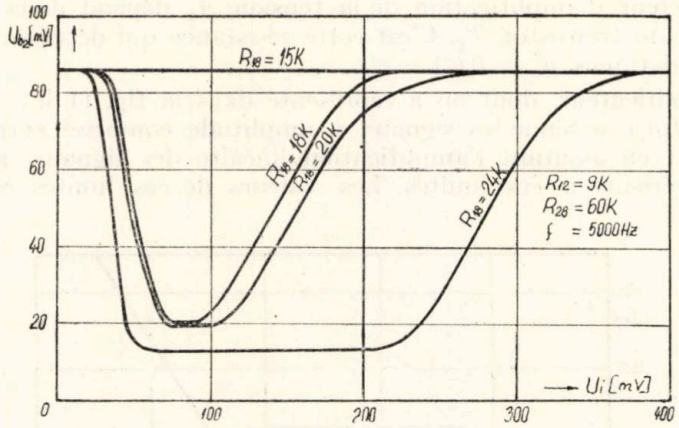


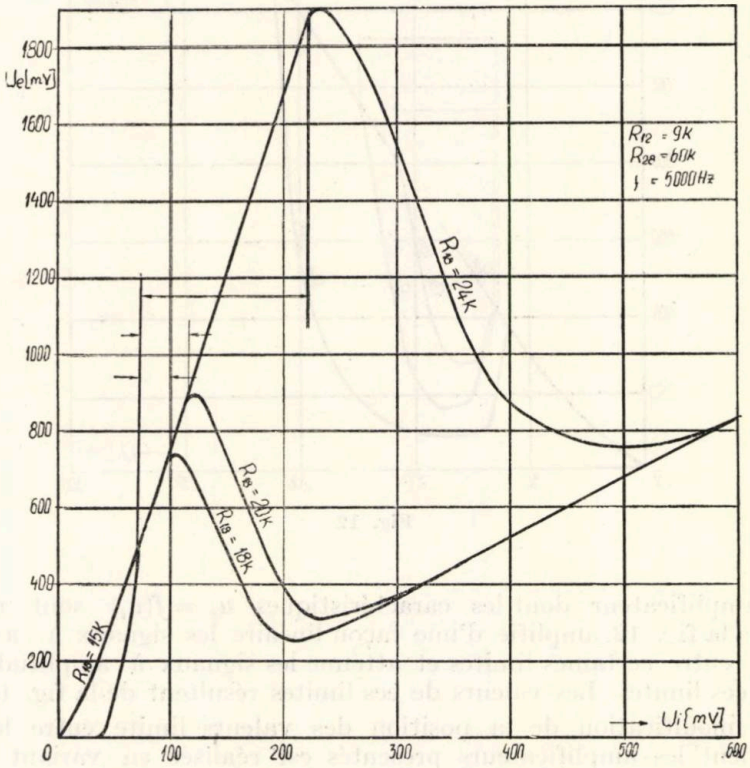
Fig. 9

Il résulte des caractéristiques représentées dans la fig. 10 que la tension u_{b_2} varie de la valeur maximum à la valeur minimum ; la résistance introduite dans le circuit de sortie par le transistor T_2 sera par conséquent modifiée à partir de la valeur minimum jusqu'à celle maximum.



U_{b2}[mV]
100
80
60
40
20
0
100
200
300
400
R_{18} = 15K
R_{18} = 18K
R_{18} = 20K
R_{18} = 24K
R_{12} = 9K
R_{28} = 60K
f = 5000Hz
Ui [mV]

Fig. 10



Ue[mV]
1800
1600
1400
1200
1000
800
600
400
200
0
100
200
300
400
500
600
R_{12} = 9K
R_{28} = 60K
f = 5000Hz
R_{18} = 24K
R_{18} = 20K
R_{18} = 18K
R_{18} = 15K
Ui [mV]

Fig. 11

Le facteur d'amplification de la tension A_u dépend de la résistance non linéaire du transistor T_2. C'est cette résistance qui détermine la forme des caractéristiques $u_e = f(u_i)$.

L'amplificateur, dont on a représenté dans la fig. 11 les caractéristiques $u_e = f(u_i)$, atténue les signaux à amplitude comprise entre certaines limites, tout en assurant l'amplification linéaire des signaux ayant l'amplitude extérieure à ces limites. Les valeurs de ces limites résultent de la fig. 11.

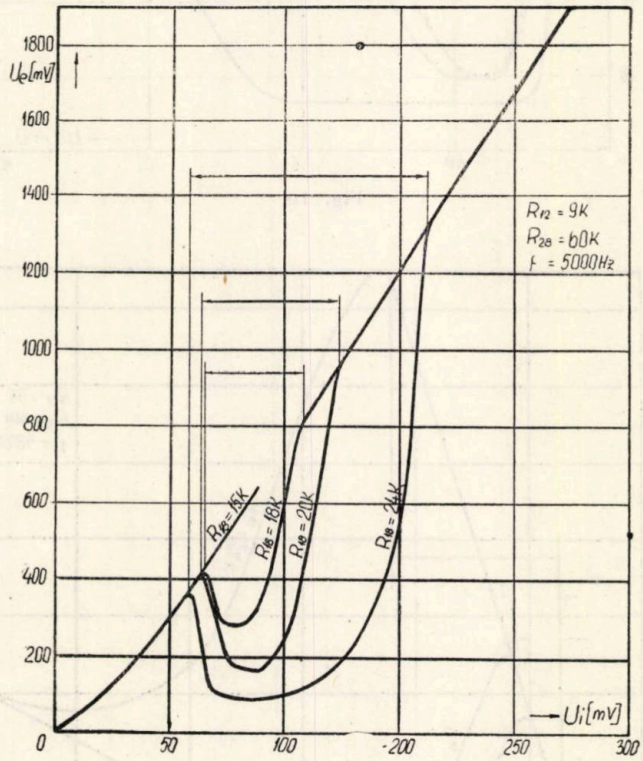


Fig. 12

L'amplificateur dont les caractéristiques $u_e = f(u_i)$ sont représentées dans la fig. 12, amplifie d'une façon linéaire les signaux à amplitude comprise entre certaines limites et atténue les signaux à amplitude extérieure à ces limites. Les valeurs de ces limites résultent de la fig. 12.

La modification de la position des valeurs limite entre lesquelles fonctionnent les amplificateurs présentés est réalisée en variant la résistance R_{18}.

Le déplacement de toute la région où l'amplificateur favorise ou bien atténue les signaux est réalisé à l'aide de la résistance variable R_{12} dont les caractéristiques sont représentées dans les fig. 13 et 14.

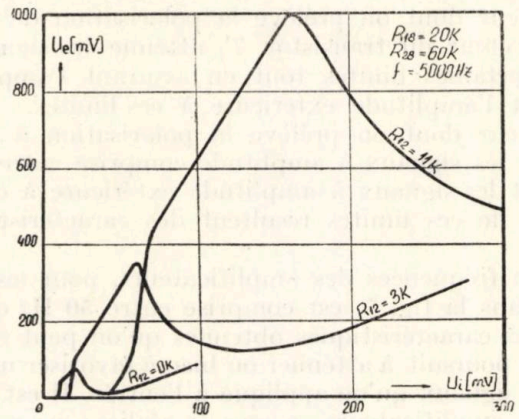


Fig. 13

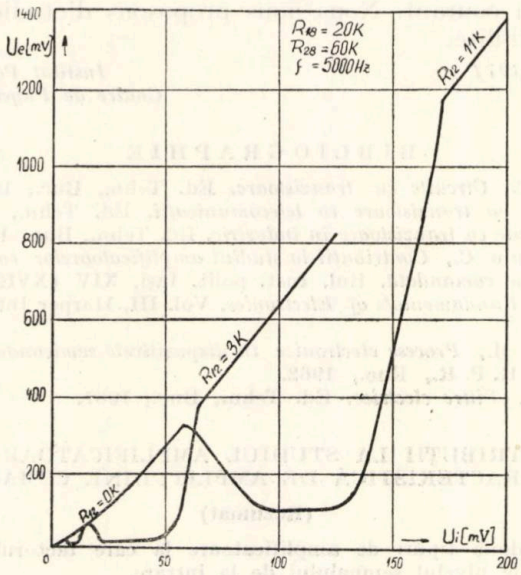


Fig. 14

La résistance variable R_{28} modifie les valeurs limite entre lesquelles varie la résistance non linéaire du transistor T_2 et assure par conséquent un shuntage variable de l'étage amplificateur.

5. Conclusions

Dans ce travail on a analysé au point de vue théorique et l'on a réalisé expérimentalement deux types d'amplificateurs dont les facteurs d'amplification sont réglables, selon le niveau du signal d'entrée.

L'amplificateur dont on prélève la polarisation de la base du transistor T_2 au collecteur du transistor T_7 atténue les signaux à amplitude comprise entre certaines limites tout en assurant l'amplification linéaire des signaux ayant l'amplitude extérieure à ces limites.

L'amplificateur dont on prélève la polarisation à la base du transistor T_8 amplifie les signaux à amplitude comprise entre certaines limites tout en atténuant les signaux à amplitude extérieure à ces limites.

Les valeurs de ces limites résultent des caractéristiques expérimentales présentées.

La bande de fréquences des amplificateurs, pour les valeurs des éléments indiqués dans la fig. 7, est comprise entre 50 Hz et 8 000 Hz.

Il résulte des caractéristiques obtenues qu'on peut employer ces amplificateurs si l'on poursuit à atténuer ou bien à favoriser une certaine région de la gamme des signaux qu'on applique à l'entrée. Il est posible d'utilisser le principe de ces amplificateurs en vue de réaliser des relais électroniques agissant aussi bien pendant l'augmentation que pendant la diminution de la tension ou du courant. Nous nous proposons d'étudier ultérieurement cette autre possibilité.

Reçue le 13 février 1971

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire de Physique et d'Électronique

BIBLIOGRAPHIE

2. Tănăsescu T., *Circuite cu tranzistoare.* Ed. Tehn., Buc., 1961.
3. * * * *Circuite cu tranzistoare în telecomunicaţii.* Ed. Tehn., Buc., 1963.
4. Felea I., *Circuite cu tranzistoare în industrie.* Ed. Tehn., Buc., 1964.
5. Boiciu V., Onu C., *Contribuţii la studiul amplificatoarelor cu caracteristică de amplitudine comandată.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XIV (XVIII), *1—2*, 389 (1968).
6. Owen W. G., *Fundamentals of Electronics.* Vol. III, Harper Intern. Ed., New York, 1967.
7. Drăgănescu M., *Procese electronice în dispozitivele semiconductoare de circuit.* Ed. Acad. R. P. R., Buc., 1962.
8. Sofronie Şt., *Filtre electrice.* Ed. Tehn., Buc., 1967.

CONTRIBUŢII LA STUDIUL AMPLIFICATOARELOR CU CARACTERISTICĂ DE AMPLITUDINE COMANDATĂ

(Rezumat)

Se prezintă două tipuri de amplificatoare la care factorul de amplificare este reglabil în funcţie de nivelul semnalului de la intrare.

Unul din amplificatoare atenuează semnalele a căror amplitudine este cuprinsă între anumite limite şi asigură amplificarea liniară a semnalelor a căror amplitudine este situată în afara acestor limite; al doilea tip de amplificator, dimpotrivă, asigură amplificarea semnalelor a căror amplitudine este cuprinsă între anumite limite şi atenuează semnalele a căror amplitudine este situată în afara acestor limite. Poziţia limitelor între care funcţionează amplificatoarele poate fi modificată prin variaţia unei rezistenţe (R_{18}).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

УДК 612.3.078

ОБ ЭКВИВАЛЕНТНОСТИ СТРУКТУР АВТОМАТИЧЕСКИХ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИСТЕМ ОСНОВАННОЙ НА НОВОЙ ИНТЕРПРЕТАЦИИ УМНОЖЕНИЯ ДВУХ ЛИНЕЙНЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ОПЕРАТОРОВ (I)

ЛЕОПОЛЬД СЕБАСТИАН и ВАЛЕРЮ МУНТЯНУ

1. В структурах линейных нестационарных автоматических систем встречаются два типа звеньев: инерционные и форсирующие, оба типа будучи описаны линейными дифференциальными операторами.

Будь линейная нестационарная автоматическая система описанная дифференциальными уравнениями:

$$\sum_{j=0}^{n} a_j(t) \frac{\mathrm{d}^j x_e}{\mathrm{d}t^j} = \sum_{k=0}^{m} b_k(t) \frac{\mathrm{d}^k x_i}{\mathrm{d}t^k}, \tag{1}$$

в котором x_e и x_i — выходная и входная величины. Уравнение (1) может быть написано в следующем виде:

$$L(p, t)x_e = D(p, t)\, x_i, \tag{2}$$

где

$$L(p, t) = \sum_{j=0}^{n} a_j(t)p^j, \quad D(p, t) = \sum_{k=0}^{m} b_k(t)p^k \tag{3}$$

—линейные дифференциальные операторы с $p = \mathrm{d}/\mathrm{d}t$.

Структурная схема автоматической системы описанной уравнением (1) дана на рис. 1.

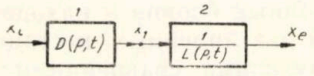


Рис. 1

Действительно для этой схемы можно написать

$$D(p, t)\, x_i = x_1, \qquad L(p, t)x_e = x_1. \tag{4}$$

Удалив из этих уравнений x_1 получаем уравнение (2). Блок описанный оператором $D(p,t)$ соответствует форсирующему звену, а блок 2 описанный через 1 : $L(p,t)$ соответствует инерционному звену.

2. В структурах более комплексных линейных нестационарных автоматических систем встречаются последовательно связанные инерционные и форсирующие звенья (рис.2).

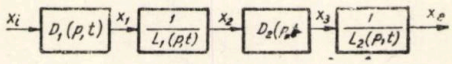


Рис. 2

Как уже было показано в [1] и [4] все инерционные звенья могут быть отделены от форсирующих звеньев (рис. 3), так чтобы при том же x_i получалась та же выходная величина x_e.

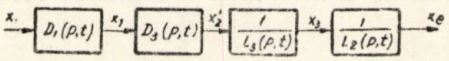


Рис. 3

Новые операторы $D_3(p,t)$ и $L_3(p,t)$ находятся написав :

а) для рис. 2 :

(5) $$L_1(p,t)\,x_2 = x_1, \qquad D_2(p,t)x_2 = x_3;$$

б) для рис. 3 :

(6) $$D_3(p,t)x_1 = L_3(p,t)\,x_3.$$

Подставив в уравнени (6) для x_1 и x_3 выражения (5) получаем

$$D_3(p,t) * L_1(p,t)x_2 \equiv L_3(p,t) * D_2(p,t)x_2.$$

Знак * обозначает что один оператор прикладывается к другому. Такую операцию далее назовем умножением операторов. Будучи известны операторы $L_1(p,t)$ и $D_2(p,t)$ возможно получить операторы $D_3(p,t)$ и $L_3(p,t)$[3]

3. В настоящей статье даются новую интерпретацию каскаду из двух серийсных инерционных блоков и находят особые свойства такого каскада. Будь на рис. 4 два линейных, нестационарных и инерционных звенья, описанные следующими уравнениями :

(8) $$L_1(p,t)x_1 = x_i, \qquad L_2(p,t)x_e = x_1$$

где

(9) $$L_1(p,t) = \sum_{i=0}^{m} a_i(t)p^i, \qquad L_2(p,t) = \sum_{j=0}^{n} b_j(t)p^j$$

представляют собой линейные дифференциальные операторы с $p=\mathrm{d}/\mathrm{d}t$, $a_i(t)$ и $b_j(t)$ — непрерывные функции времени имеющие столько непрерывных производных сколько указывают соответствующие операции. Исключив из уравнений (8) промежуточную переменную x_1 получаем

$$L_1(p,t) * L_2(p,t)\, x_e = x_i. \tag{10}$$

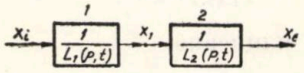


Рис. 4

Для умножения двух дифференциальных линейных операторов требляется следующая известная формула [2]:

$$\left[\sum_{i=0}^{m} a_i(t)(p+s)^i . \sum_{j=0}^{n} b_j(t)s^j\right] x_e = x_i, \tag{11}$$

в которой s — это оператор дифференцирования прикладываемый только уповеличине x_e то есть

$$s^k[a_i(t)b_j(t)x_e(t)] = a_i(t)b_j(t)\frac{\mathrm{d}^k x_e}{\mathrm{d}t^k}. \tag{12}$$

Уравнение (11) может быть написано в виде

$$\left\{\sum_{i=0}^{m} a_i(t)\left[s^i + \sum_{k=1}^{i}\binom{i}{k}s^{i-k}p^k\right]\sum_{j=0}^{n} b_i(t)s^j\right\} x_e = x_i, \tag{13}$$

где

$$\binom{i}{k} = \frac{i!}{k!(i-k)!}.$$

Таким образом выражение (13) принимает вид

$$\left[\sum_{j=0}^{n}\sum_{i=0}^{m} a_i(t)b_j(t)s^{i+j}\right] x_e + \left[\sum_{j=0}^{n}\sum_{i=1}^{m}\sum_{k=1}^{i}\binom{i}{k} a_i(t)b_j^{(k)}(t)s^{i+j-k}\right] x_e = x_i, \tag{14}$$

где

$$b_i^{(k)}(t) = \frac{\mathrm{d}^k b_i(t)}{\mathrm{d}t^k}.$$

Как видно первый термин левой части выражения (14) представляет алгебраическое умножение операторов

$$L_1(s,t) = \sum_{i=0}^{m} a_i(t)s^i, \qquad L_2(s,t) = \sum_{j=0}^{n} b_j(t)s^j, \tag{15}$$

в которых s играет роль алгебраической переменной, то есть

$$(16)\qquad \left[\sum_{j=0}^{n}\sum_{i=0}^{m} a_i(t)b_j(t)s^{i+j}\right]x_e = L_1(s,t)L_2(s,t)x_e = L_2(s,t)\,L_1(s,t)x_e.$$

4. Учтем отдельно двойную сумму входящую в выражение (14):

$$(17)\qquad S = \sum_{i=1}^{m}\sum_{k=1}^{i}\binom{i}{k} a_i(t)b_j^{(k)}(t)s^{i-k}.$$

Эта сумма может быть написана

$$(18)\qquad S = \sum_{i=1}^{m} a_i(t)\,b_j^{(i)}(t) + \sum_{i=2}^{m}\binom{i}{i-1} a_i(t)b_j^{(i-1)}(t)s +$$

$$+\sum_{i=3}^{m}\binom{i}{i-2} a_i(t)\,b_j^{(i-2)}(t)s^2 + \ldots + \sum_{i=m}^{m}\binom{i}{i-m+1} a_i(t)\,b_j^{(i-m+1)}(t)s^{m-1}.$$

В приложении дается доказательство что последнее выражение может быть приведено к виду

$$(19)\qquad S = \sum_{l=0}^{m-1}\frac{1}{l!}\cdot\frac{\mathrm{d}^l M_j}{\mathrm{d}b_j^l}s^l.$$

Таким образом выражение (14) становится

$$(20)\qquad L_1(s,t)\,L_2(s,t)x_e = x_i - \left(\sum_{j=0}^{n}\sum_{l=0}^{m-1}\frac{1}{l!}\cdot\frac{\mathrm{d}^l M_j}{\mathrm{d}b_j^l}s^{l+j}\right)x_e,$$

или

$$(20')\qquad x_i' = x_i - \left(\sum_{j=0}^{n}\sum_{l=0}^{m-1}\frac{1}{l!}\cdot\frac{\mathrm{d}^l M_j}{\mathrm{d}b_j^l}s^{l+j}\right)x_e.$$

Из вышеуказанного следует что вместо выражения (10), соответствующего структурной схеме изображенной на рис. 4, получилось выражение (20) или (20′).

Последнему выражению соответствует структурная схема изображенная на рис. 5. Как указывает выражение (16), блоки прямой связи последней схемы перемещаемы между собой. В этой схеме M_j, ($j = 0, 1, \ldots, n$), и свои производные расчитываются по формулам (30) и (31) из приложения при соблюдений выражения (28).

Конечно структурные схемы изображенные на срис. 4 и рис. 5 эквивалентны.

Если на рис. 4 поменять местами блоки *1* и *2* (рис. 6), то на основании аналогичных расчетов, получается

$$(21)\qquad L_1(s,t)L_2(s,t)x_e = x_i - \left[\sum_{i=0}^{m}\sum_{l=0}^{n-1}\frac{1}{l!}\cdot\frac{\mathrm{d}^l N_i}{\mathrm{d}a_i^l}s^{l+i}\right]x_e,$$

или

$$x_i' = x_i - \left[\sum_{i=0}^{m}\sum_{l=0}^{n-1}\frac{1}{l!}\cdot\frac{\mathrm{d}^l N_i}{\mathrm{d}a_i^l}s^{l+i}\right]x_e, \tag{21'}$$

где

$$N_i = \sum_{j=1}^{n} b_j(t)\,a_i^{(j)}(t). \tag{22}$$

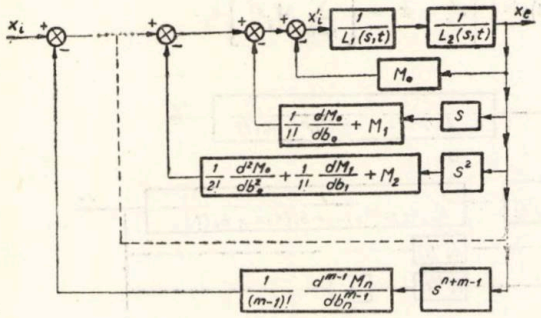


Рис. 5

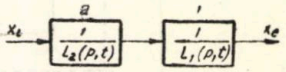


Рис. 6

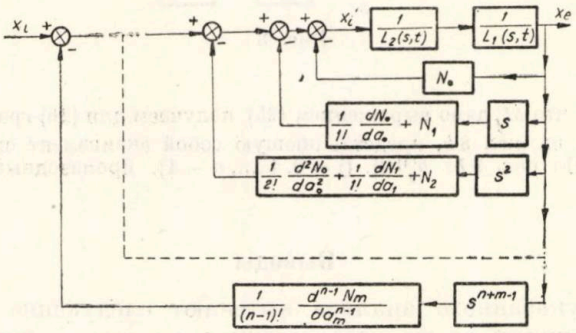


Рис. 7

Выражению (21′) соответсвует структурная схема изображенная на рис. 7, которая отличается от схемы данной на рис. 5 только обратными связями, обе схемы имея ту-же прямую связь.

Выражения $\mathrm{d}^l N_i/\mathrm{d}a_i^l$, $(l = 0,\ 1\ ,...,\ n-1)$, из последней схемы расчитываются аналогично выражениям $\mathrm{d}^l M_j/\mathrm{d}b_j^l$, $(l = 0,\ 1\ ,...,\ m-1)$, с формальной конвенцией что на этот раз

$$a_i^{(-k)}(t) = 0, \quad (k = 0\ ,1\ ,...,\ n). \tag{23}$$

Пример. Будь автоматическая нестационарная система со структурной схемой изображенной на рис. 8 *а*. Для этой системы имеем

(24) $$L_1(p,t) = p + a_0(t), \quad L_2(p,t) = \sum_{j=0}^{n-1} b^j(t)p_j.$$

В этом случае

(25) $$M_j = b_j^{(1)}(t), \quad (j = 0, 1, \ldots, n-1),$$

так что выражение (20) становится

(26) $$\left[\sum_{j=0}^{n-1}\sum_{i=0}^{1} a_i(t)\, b_j(t) s^{i+j}\right] x_e = x_i - \left[\sum_{j=0}^{n-1} M_j s^j\right] x_e.$$

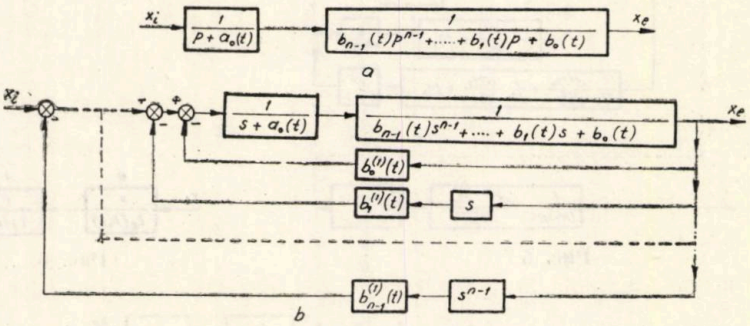


Рис. 8

Имея в виду что M_j дано выражением (25), получаем для (26) графическую интерпретацию данную на рис. 8 *b*, представляющую собой эквивалент схемы изображенной на рис. 8 *a*. На рис. 8 *b*, $b_j^{(1)}(t)$, (j = 0, 1,..., $n-1$), производные первой степени величины $b_j(t)$.

Выводы

Из вышеуказанного анализа вытекают следующие выводы:

а) Структурная схема изображенная на рис. 5 эквивалентна со схемой рис. 4, а схема изображенна ı на рис. 7 эквивалентна со схемой рис. 6, это потому что та же входная величина x_i дает ту же выходную величину x_e.

б) Структурные схемы изображенные на рис. 5 и 7 имеют ту же прямую связь, отличаясь одна от другой лишь обратными связями. Все эти обратные связи уходят от x_e.

С эквивалентными схемами изображенными на рис. 5 и 7 можно производить все операции преобразования структурных схем линейных стационарных систем. В частности эти схемы допускают теорему Мезона из теорий графов [5] так само как и структурные схемы линейных стацнонарных систем. При помощи этой теоремы можно опре-

делить связь между x_i и x_e, которая получается в виде линейного дифференциального уравнения $n + m$ порядка.

в) Употребление формулы Мезона для схем изображенных на рис. 5 и 7 эквивалентно умножению двух линейных дифференциальных операторов.

г) Для того чтобы блоки *1* и *2* (рис. 4) были взаимно перемещаемы достаточно чтобы обратные связи (рис. 5 и 7) были тождественно равны, то есть:

$$(27)\quad \begin{cases} M_0 \equiv N_0, \\ \dfrac{1}{1!}\cdot\dfrac{\mathrm{d}M_0}{\mathrm{d}t} + M_1 \equiv \dfrac{1}{1!}\cdot\dfrac{\mathrm{d}N_0}{\mathrm{d}a_0} + N_1, \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \dfrac{1}{(m-1)!}\dfrac{\mathrm{d}^{m-1}M_n}{\mathrm{d}b_n^{m-1}} \equiv \dfrac{1}{(n-1)!}\cdot\dfrac{\mathrm{d}^{n-1}N_m}{\mathrm{d}a_m^{n-1}}. \end{cases}$$

д) Серийная группировка нескольких блоков инерционного типа осуществляется групируя их по двое и употребляя вышеуказанный алгоритм.

В заключение можно сказать что главное преимущество вытекающее из вышеуказанного анализа состоит в том что становится возможным изображать структуры нестационарных линейных автоматических систем через схемы с которыми можно оперировать точно так же как и со схемами линейных стационарных систем.

Приложение

Доказательство формулы (19)

Если считать формально что

$$(28)\qquad b_j^{(-k)}(t) = 0, \quad (k = 0, 1, \ldots, m),$$

то все суммы выражения (18) могут быть взяты от $j = 1$ до $j = m$:

$$(29)\qquad S = \sum_{i=1}^{m} a_i(t)\, b_j^{(i)} + \ldots + \sum_{i=1}^{m} \binom{i}{i-m+1} a_i(t)\, b_j^{(t-m+1)s^{m-1}}.$$

Обозначим M_j первый термин последнего выражения

$$(30)\qquad M_j = \sum_{i=1}^{m} a_i(t) b_j^{(i)}(t), \quad (j = 0, 1, \ldots, n).$$

Тогда, считая формально $b_j^{(i)}(t)$ как $b_j(t)$ в степени i, можно написать:

$$
(31)\quad \begin{cases} \dfrac{dM_j}{db_j} = \sum\limits_{i=1} i a_i(t) b_j^{(i-1)}(t) = 1! \sum\limits_{i=1}^{m} \begin{pmatrix} i \\ i-1 \end{pmatrix} a_i(t) b_j^{(i-1)}(t), \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \dfrac{d^{m-1}M_j}{db_j^{m-1}} = \sum\limits_{i=1}^{m} i(i-1)\ldots(i-m+2) a_i(t) b_j^{(i-m+1)}(t) = \\ \qquad = (m-1)! \sum\limits_{i=1}^{m} \begin{pmatrix} i \\ i-m+1 \end{pmatrix} a_i(t) b_j^{(i-m+1)}(t). \end{cases}
$$

Из последних выражений следует

$$
(32)\quad \begin{cases} \sum\limits_{i=1}^{m} \begin{pmatrix} i \\ i-1 \end{pmatrix} a_i(t) b_j^{(i-1)}(t) = \dfrac{1}{1!} \cdot \dfrac{dM_j}{db_j}, \\ \sum\limits_{i=1}^{m} \begin{pmatrix} i \\ i-2 \end{pmatrix} a_i(t) b_j^{(i-2)}(t) = \dfrac{1}{2!} \cdot \dfrac{d^2M_j}{db_j^2}, \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \sum\limits_{i=1}^{m} \begin{pmatrix} i \\ i-m+1 \end{pmatrix} a_i(t) b_j^{(i-m+1)}(t) = \dfrac{1}{(m-1)!} \cdot \dfrac{d^{m-1}M_j}{db_j^{m-1}}. \end{cases}
$$

Заменяя суммы выражения (29) через выражения (32) получаем (19).

Поступила 26 марта 1972 г.

Яский политехнический институт
Кафедра автоматизации

ЛИТЕРАТУРА

1. Sebastian L., Munteanu V., *Considérations sur l'équivalence des structures des systèmes automatiques linéaires à paramètres variables dans le temps.* Automatisme, *1—2* (1972).
2. Kirszemblat A., *Calcul opérationnel des systèmes linéaires paramétriques.* Ann. des telec., **24**, *11—12* (1969).
3. Stubberud A. R., *Linear Time Variable System Synthesis Techniques in Modern Control Systems Theory.* Mc Graw Hill, New-York, 1965.
4. Солодов Л. В., *Линейные системы автоматического уравнения с переменными параметрами.* Госиздат физико-математической литературы, М., 1962.
5. Mason J., Zimmermann F., *Electronic Circuits Signals and Systems.* J. Wiley, New- York, 1961.

ASUPRA ECHIVALENŢEI STRUCTURILOR SISTEMELOR AUTOMATE NESTAŢIONARE BAZATĂ PE O NOUĂ INTERPRETARE A APLICĂRII UNUI OPERATOR DIFERENŢIAL LINIAR ASUPRA ALTUI OPERATOR DIFERENŢIAL LINIAR (I)

(Rezumat)

Se stabilesc anumite reguli care stau la baza întocmirii structurilor echivalente în cazul conectării în serie a două verigi liniare, inerţiale şi nestaţionare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 621.317.373

POSSIBILITÉS D'AUGMENTER LA GRANDEUR DE SORTIE ET LA SENSIBILITÉ DU MODULATEUR MAGNÉTIQUE AVEC SORTIE SOUS FRÉQUENCE DOUBLE, UTILISÉ COMME ÉLÉMENT DE MESURE DE LA PHASE

PAR

I. BEJAN, GHERGHINA BALABAN et M. VOICU

1. Possibilités d'augmenter la sensibilité du modulateur magnétique

Dans [1] et [2] on a présenté les résultats théoriques et expérimentaux concernant l'emploi du modulateur magnétique (MM) avec sortie sous fréquence double, comme élément de mesure du déphasage α entre les tensions alternatives U_1 et U_2 (fig. 1). Pour la tension électromotrice de sortie, en valeurs efficaces, on a établi l'expression :

$$\underline{E}_M(\alpha) = E_M(\alpha)\, e^{j\psi_M(\alpha)} \tag{1}$$

avec

$$E_M(\alpha) = 6\sqrt{2}\omega\, n_e\, k_3\, F_c\, F_a^2(\alpha), \tag{2}$$

$$\psi_M(\alpha) = 2[\varphi(\alpha) + \delta] - \frac{3}{2}\pi. \tag{3}$$

Dans (2), $F_a(\alpha)$ est la valeur efficace de la tension magnétomotrice alternative dans le noyau *1*, respectivement *2* et l'on peut exprimer sous la forme :

$$F_a(\alpha) = \frac{n_1 U_1 Z_2}{C_Z} \sqrt{1 + m_Z^2 + 2 m_Z \cos(\alpha + \psi_1 - \psi_2)}, \tag{4}$$

ou sous la forme équivalente :

$$F_a(\alpha) = \frac{1}{C_Z} \sqrt{n_1^2 Z_2^2 U_1^2 + n_2^2 Z_1^2 U_2^2 + 2 n_1 n_2 Z_1 Z_2 U_1 U_2 \cos(\alpha + \psi_1 - \psi_2)}. \tag{5}$$

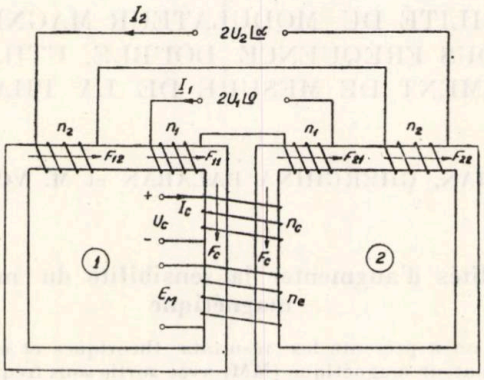
De plus :

$$\varphi(\alpha) = \operatorname{arctg} \frac{m_Z \sin(\alpha + \psi_1 - \psi_2)}{1 + m_Z \cos(\alpha + \psi_1 - \psi_2)}, \tag{6}$$

$$\underline{C}_Z = R_1 R_2 - X_1 X_2 + \omega k_1 (n_1^2 X_2^2 + n_2^2 X_1^2) + \mathrm{j}[R_1 X_2 + R_2 X_1 + \omega k_1 (n_1^2 R_2 + n_2^2 R_1)] = C_Z e^{\mathrm{j}\psi_Z}, \tag{7}$$

$$\psi_Z = \operatorname{arctg} \frac{R_1 X_2 + R_2 X_1 + \omega k_1 (n_1^2 R_2 + n_2^2 R_1)}{R_1 R_2 - X_1 X_2 + \omega k_1 (n_1^2 X_2 + n_2^2 X_1)}, \tag{8}$$

$$m_Z = \frac{k_Z}{k_{120} k_{12}}, \quad k_Z = \frac{Z_1}{2Z_2}, \quad k_{120} = \frac{n_1}{n_2}, \quad k_{12} = \frac{U_1}{U_2}, \quad \delta = \frac{\pi}{2} - \psi_Z + \psi_2. \tag{9}$$



Fig, 1

Dans ce qui suit, en vertu des relations (1)...(9) on établit les conditions pour lesquelles la grandeur de sortie E_M, de même que la sensibilité du MM, définie par la relation :

$$S(\alpha) = \frac{\mathrm{d}E_M(\alpha)}{\mathrm{d}\alpha}, \tag{10}$$

ont des valeurs élevées. On établit aussi les modifications qui apparaissent dans la manière de variation de la tension de sortie $E_M(\alpha)$ et de la phase $\psi_M(\alpha)$, lors de la variation des paramètres qui déterminent l'augmentation de la sensibilité.

Il résulte de (2) et (5) l'expression de la t. é. m. de sortie en valeurs efficaces :

$$E_M(\alpha) = \frac{6\sqrt{2}\,\omega k_3 n_e F_c}{C_Z^2} [n_1^2 Z_2^2 U_1^2 + n_2^2 Z_1^2 U_2^2 + 2 n_1 n_2 Z_1 Z_2 U_1 U_2 \times \cos(\alpha + \psi_1 - \psi_2)]. \tag{11}$$

De (10) et (11) il résulte la sensibilité du MM :

$$(12) \qquad S(\alpha) = -\frac{12\sqrt{2}\,\omega k_3 n_e F_c}{C_Z^2} n_1 n_2 Z_1 Z_2 U_1 U_2 \sin(\alpha + \psi_1 - \psi_2).$$

Les relations (11) et (12) mettent en évidence la dépendence de la t. é. m. et de la sensibilité du MM en fonction des paramètres constructifs de celui-ci, à savoir : n_1, n_2 et F_c .

L'augmentation des constantes n_1 et n_2 conduit, comme l'on peut constater de (7), (11), (12), à la réduction de la sensibilité, situation qui ne peut pas être prise en considération. Leur choix reste déterminé par le gabarit (dimensions du circuit magnétique) et la possibilité d'assurer la t. m. m. alternative nécessaire. En même temps, la modification des impédances Z_1 et Z_2 en faisant varier les résistances actives ou les réactances des circuits des enroulements n_1 et n_2, ne conduit pas à des améliorations quant à la sensibilité, ce qu'on peut constater à partir de (7), (12) et des essais expérimentaux effectuées.

La pulsation ω est imposée par la fréquence des grandeurs dont on mesure le déphasage. Le choix du nombre de spires de l'enroulement de sortie, n_e, peut constituer un moyen d'augmenter la sensibilité, à condition que d'autres facteurs constructifs, tels que les dimensions du circuit magnétique, n'imposent pas la valeur n_e. La valeur de la t. m. m. continue F_c peut être modifiée d'une manière correspondente en vue d'augmenter la sensibilité du MM ; il faut remarquer que les relations de proportionalité (11), (12) sont valable si l'on choisit de manière appropriée les valeurs F_c et F_a [3]. En ce qui concerne les constantes k_1 et k_3, elles sont déterminées par les propriétés magnétique du noyau employé.

Il résulte de l'analyse ci-dessus que la t. é. m. E_M et la sensibilité du MM peuvent être modifiées selon les necessités, entre des limites assez larges, par le choix des tensions U_1 et U_2.

2. Possibilités d'augmentation de la grandeur de sortie et de la sensibilité du MM par la modification des tensions alternatives

Dans ce qui suit on va présenter les considérations théoriques et expérimentales qui conduisent aux conclusions obtenues par nous. On suppose que les valeurs des tensions sont modifiées de telle sorte que, pour n'importe quelles valeurs soit satisfaite la condition $m_Z = m_R$. Cela signifie que les réactances dans les circuits des enroulements de travail correspondent aux réactances de fuite et, tout comme on a trouvé dans une Note précédente [2], elles sont négligeables ; toute modification des impédances de ces circuits, exigée par l'adaptation aux conditions de travail concernant les valeurs des courants, se réalise en connectant les résistances actives. Dans cette situation :

$$\psi_1 = \psi_2 = 0,$$

$$\underline{C}_Z \cong \underline{C}_R = j\omega k_1 (n_1^2 R_2 + n_2^2 R_1), \tag{13}$$

$$\psi_Z = \operatorname{arctg} \frac{\omega k_1 (n_1^2 R_2 + n_2^2 R_1)}{R_1 R_2}, \tag{14}$$

$$E_M(\alpha) = \frac{6\sqrt{2}\, k_3 n_e F_c}{\omega k_1^2 (n_1^2 R_2 + n_2^2 R_1)} (n_1^2 R_2^2 U_1^2 + n_2^2 R_1^2 U_2^2 + 2 n_1 n_2 R_1 R_2 U_1 U_2 \cos\alpha). \tag{15}$$

Il résulte de (14) :

$$E_M(\alpha) = \frac{6\sqrt{2} F_c\, k_3 n_e U_1^2}{\omega k_1^2 n_1^2 (1 + k_R/k_{120}^2)^2} (1 + m_R^2 + 2 m_R \cos\alpha), \tag{16}$$

$$\varphi(\alpha) = \operatorname{arc\,tg} \frac{m_R \sin\alpha}{1 + m_R \cos\alpha}, \qquad \delta = \frac{\pi}{2} - \psi_R. \tag{17}$$

La sensibilité du MM est donnée par :

$$S(\alpha) = \frac{-12\sqrt{2} F_c n_e k_3 n_1 n_2 R_1 R_2}{\omega k_1^2 (n_1^2 R_2 + n_2^2 R_1)^2} U_1 U_2 \sin\alpha \tag{18}$$

ou

$$S(\alpha) = \frac{-12\sqrt{2} F_c k_3 n_e m_R U_1}{\omega k_1^2 n_1^2 (1 + k_R/k_{120}^2)^2} \sin\alpha, \tag{19}$$

avec

$$m_R = k_R/k_{120}\, k_{12}, \qquad k_R = R_1/R_2.$$

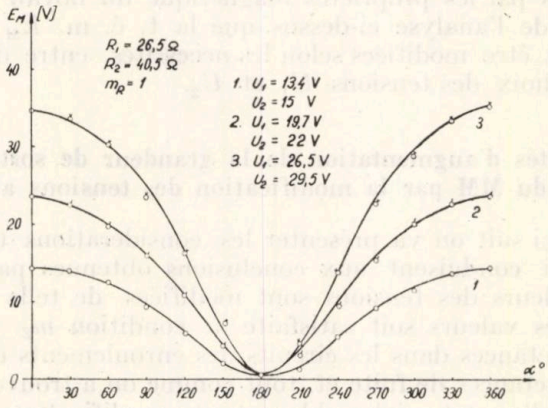


Fig. 2

2.1. Dans la fig. 2, courbes *2*, *3*, sont représentées les t. é. m. obtenues à l'aide d'un MM donné, pour $m_R = 1$, sans autres résistances dans les circuits de travail, sauf celles propres aux enroulements, et pour trois

situations concernant les valeurs des tensions, à savoir : 1° $U_1 = 13{,}4$ V, $U_2 = 15$ V ; 2° $U_1 = 19{,}7$ V, $U_2 = 22$ V ; 3° $U_1 = 26{,}4$ V, $U_2 = 29{,}5$ V.

Les constantes constructives du MM utilisées sont les suivantes : $n_1 = 550$ spires, $n_2 = 750$ spires, $n_e = 1\,400$ spires, $n_c = 1\,600$ spires, $R_1 = 26{,}5\ \Omega$, $R_2 = 40{,}5\ \Omega$, $k_1 = 0{,}12.10^{-5}$ T/Atours, $k_3 = 0{,}93.10^{-11}$ T/Atours.

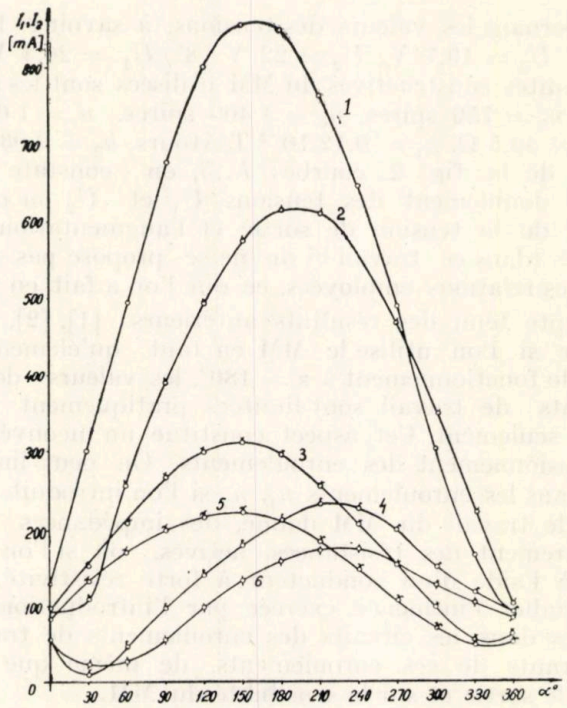
À partir de la fig. 2, courbes *1...3*, on constate qu'approximativement par le doublement des tensions U_1 et U_2 on obtient plus que le doublement de la tension de sortie et l'augmentation correspondante de la sensibilité (dans ce travail-ci on ne se propose pas une vérification quantitative des relations employées, ce que l'on a fait en [2]).

2.2. Compte tenu des résultats antérieurs [1], [2], on aboutit à la conclusion que si l'on utilise le MM en tant qu'élément de mesure de la phase pour le fonctionnement à $\alpha = 180°$, les valeurs des courants dans les enroulements de travail sont limitées pratiquement par leurs résistances actives seulement. Cet aspect constitue un inconvénient et conduit à un surdimensionnement des enroulements. On peut limiter les valeurs des courants dans les enroulements n_1, n_2 si l'on introduit en série avec les enroulements de travail du MM donné, des impédances supplémentaires, tout particulièrement des résistances actives, ou si l'on confectionne les enroulements à l'aide d'un conducteur à forte résistivité. On se propose ci-dessous d'étudier l'influence exercée par l'introduction des résistances supplémentaires dans les circuits des enroulements de travail, sur les valeurs des courants de ces enroulements, de même que sur la grandeur de la t. é. m. de sortie et sur la sensibilité du MM.

Dans la fig. 3, les courbes *1*, *2* représentent la variation des courants I_1 et I_2 des enroulements de travail n_1 et n_2, si le MM fonctionne avec les résistances actives propres des enroulements respectifs ($R_1 = 26{,}5\ \Omega$, $R_2 = 40{,}5\ \Omega$) et pour des tensions d'alimentation qui correspondent à la courbe *3*, fig. 2 ($U_1 = 26{,}4$ V, $U_2 = 29{,}5$ V). En augmentant de 3,5 fois la résistance des enroulements de travail, on obtient une réduction des courants I_1, I_2 d'approximativement 2,5 fois (fig. 3, courbes *3*, *4*). Si les résistances augmentent d'approximativement 3 fois, on obtient une réduction des courants dans les enroulements de travail d'approximativement 3 fois (fig. 3, courbes *5*, *6*). En analysant les courbes de la fig. 3 on en conclut qu'au point de vue de la limitation des courants, l'effet de l'augmentation des résistances actives des circuits des enroulements est plus prononcé jusqu'à certaines valeurs des résistances (courbes *3* et *4*).

Dans la fig. 4, la courbe *1* représente $E_M(\alpha)$ pour les résistances propres des circuits de travail et la courbe *2*, pour des résistances augmentées d'approximativement 5 fois ; les deux courbes correspondent aux mêmes valeurs des tensions.

Il résulte de cette figure que l'introduction des résistances actives pour limiter les courants I_1 et I_2 (courants qui augmentent lorsqu'on fait croître les tensions en vue d'élever la sensibilité) conduit à une réduction pratiquement insignifiante de la t. é. m. de sortie, d'approximativement 12%.



$U_1 = 26,4$ V
$U_2 = 29,5$ V
$m_R = 1$

1. I_1 - ○ , 2. I_2 - ●
$R_1 = 26,5\,\Omega$, $R_2 = 40,5\,\Omega$
3. I_1 - ● , 4. I_2 - ●
$R_1 = 92\,\Omega$, $R_2 = 140,5\,\Omega$
5. I_1 - ● , 6. I_2 - ●
$R_1 = 125,5\,\Omega$, $R_2 = 190,5\,\Omega$

Fig. 3

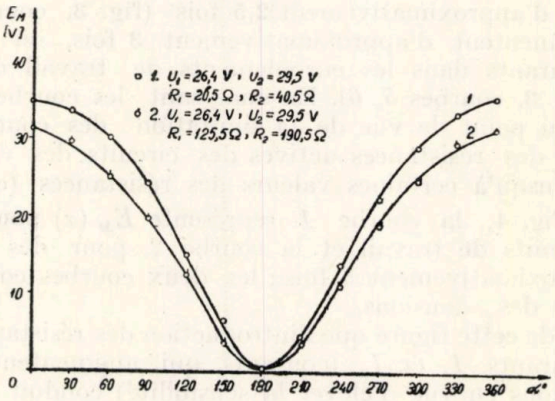


Fig. 4

2.3. On a pu constater que l'augmentation des tensions d'alimentation permet d'accroître la t. é. m. de sortie, de même que les courants des enroulement et l'effet des résistances actives des enroulements sur ces courants. Dans ce qui suit on va déterminer l'effet exercé par l'augmentation des tensions d'alimentation U_1 et U_2 sur la valeur de la grandeur de sortie et la sensibilité du MM. Dans ce but on détermine E_M et S en deux situation différentes concernant les tensions d'alimentation, à savoir pour des valeurs réduites des tensions et pour des tensions augmentées jusqu'a des telles valeurs qu'on obtienne, avec des résistances augmentées jusqu'à environ 5 fois les valeurs des résistances propres des enroulements, approximativement les même courants I_1 et I_2 dans les enroulements de travail que dans la première situation (on considère les courants I_1 et I_2 limités aux valeurs admissibles pour les sections des enroulements n_1 et n_2)

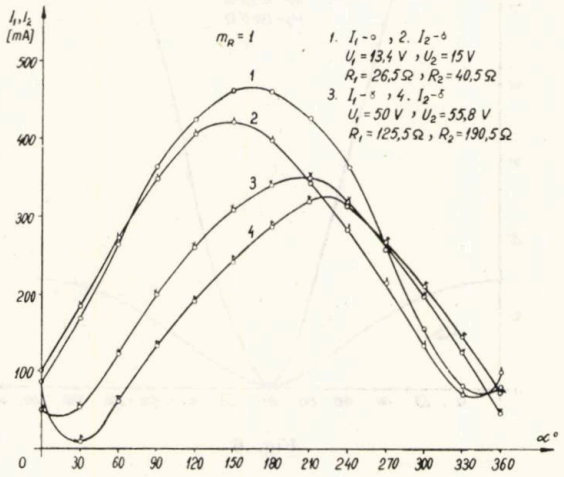


Fig. 5

On a établi à l'aide des essais, qu'en maintenant approximativement les même valeurs pour les résistances propres des enroulements ($R_1 = 26{,}5\ \Omega$, $R_2 = 40{,}5\ \Omega$), les tensions $U_1 = 13{,}4$ V, $U_2 = 15$ V auront des valeurs correspondantes ($U_1 = 50$ V, $U_2 = 55{,}8$ V) à des résistances augmentées d'approximativement 5 fois.

Dans la fig. 5, les courbes *1* et *2* représentent la variation des courants I_1 et I_2 pour le cas où le MM fonctionne avec les résistances propres dans les circuits de travail et des valeurs réduites des tensions d'alimentation ($U_1 = 13{,}4$ V, $U_2 = 15$ V) ; les courbes *3*, *4* représentent les mêmes courants, mais avec des résistances et des tensions augmentées ($U_1 = 50$ V, $U_2 = 55{,}8$ V, $R_1 = 125{,}5\ \Omega$, $R_2 = 190{,}5\ \Omega$) pour lesquelles on obtient approximativement les mêmes courants que dans le premier cas

(courbes *1* et *2*). Ayant établi la dépendance entre tensions, courants et résistances, on peut étudier l'influence des tensions d'alimentation U_1 et U_2 sur la t. é. m. de sortie et sur la sensibilité du MM pour les mêmes valeurs des courants à travers les enroulements de travail. Les courbes *1* et *2* de la fig. 6 représentent la variation de la t. é. m. de sortie pour laquelle les

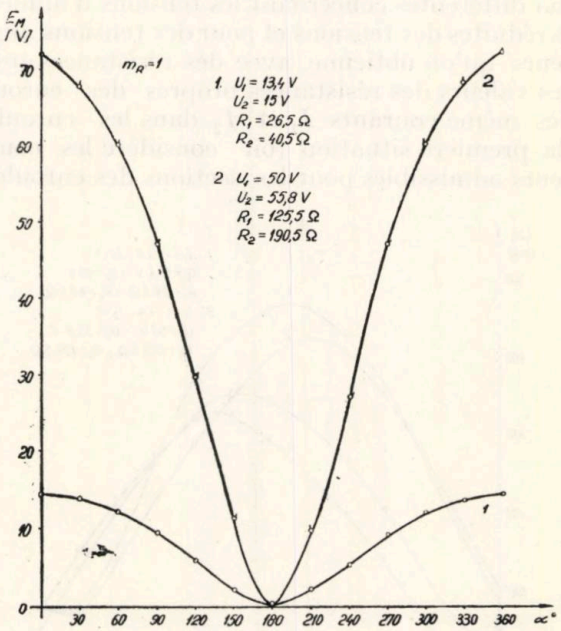


Fig. 6

courants I_1 et I_2 restent approximativement constants, par la modification des résistances actives des circuits de travail, mais à des tensions différentes.

L'analyse de la fig. 6, courbes *1*, *2*, relève qu'en choisissant d'une manière adéquate les valeurs des résistances actives supplémentaires introduites dans les circuits de travail, ou bien en réalisant même les enroulements de travail de MM à l'aide des conducteurs à grande résistivité, on peut augmenter d'une manière substantielle la t. é. m. de sortie du MM et par conséquent la sensibilité, par l'augmentation des tensions d'alimentation. Dans le cas de la fig. 6, pour une augmentation des tensions d'approximativement 3,8 fois, on obtient une augmentation des tensions de sortie (pour $\alpha = 0$) d'approximativement 5,3 fois. On représente dans la fig. 7 la variation de la sensibilité du MM pour les situations présentées dans la fig. 6, courbes *1*, *2*. On constate qu'en augmentant les ten-

sions d'alimentation on obtient une augmentation appréciable de la sensibilité. Dans le cas étudié, cette augmentation est d'approximativement 5 fois.

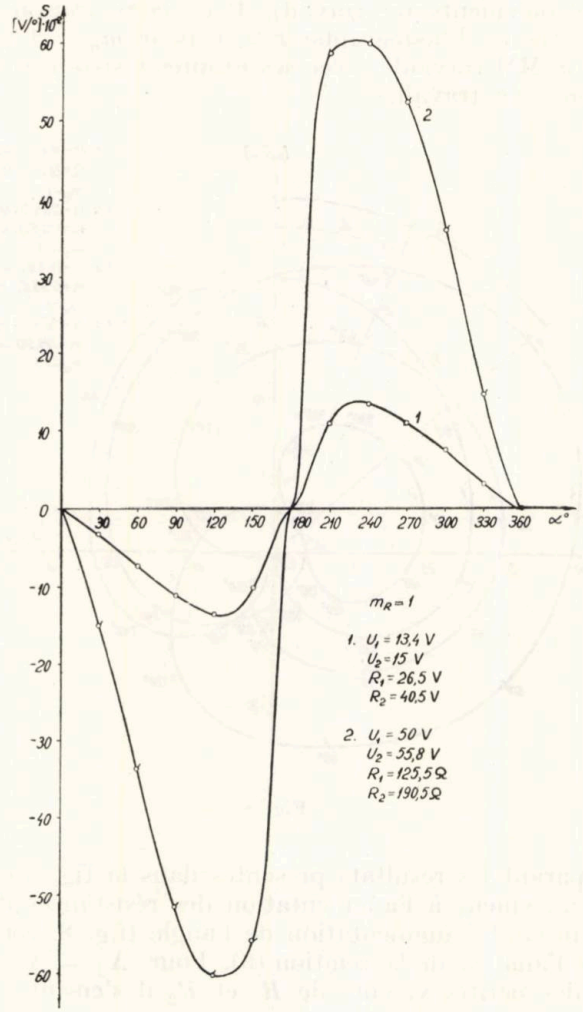


Fig. 7

3. Conséquences du fonctionnement du MM en tant qu'élément de mesure de la phase avec des résistances actives grandes dans les circuits des enroulements de travail

Afin d'étudier la manière dont les valeurs augmentées des résistances des enroulements du MM influencent la manière de variation du module E_M et de la phase ψ_M de la grandeur de sortie, on a tracé à l'aide des essais

expérimentaux la fig. 8, en représentant les hodographes E_M pour trois valeurs de la constante m_R et pour le cas où $R_1 = 125{,}5\ \Omega$, $R_2 = 190{,}5\ \Omega$ (qui représentent d'approximativement 5 fois les valeurs des résistances propres des enroulements de travail). Pour comparaison, on a présenté dans la même figure l'hodographe $E_M(\alpha)$ pour $m_R = 1$ (courbe *1*) mais pour le cas où le MM travaille avec ses propres résistances dans les circuits des enroulements de travail.

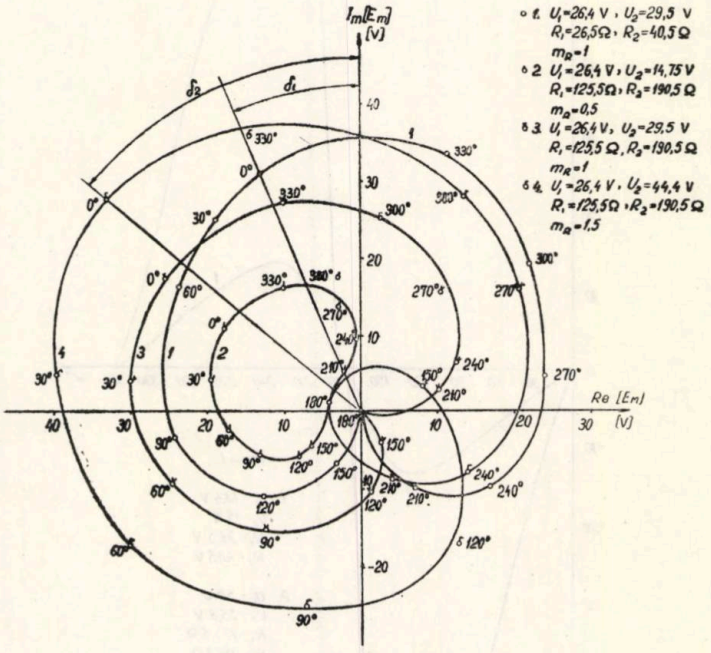


Fig. 8

En comparant les résultats présentés dans la fig. 8 et dans [2] il résulte que parallèlement à l'augmentation des résistances des enroulements de travail se produit l'augmentation de l'angle (fig. 8, courbes *1* et *2*), ce qui résulte de l'analyse de la relation (8). Pour $X_{1s} = X_{2s} = 0$, $\psi_1 = \psi_2 = 0$ et pour des petites valeurs de R_1 et R_2 il s'ensuit :

$$\psi_Z = \psi_R = \frac{\pi}{2},$$

tandis que pour des grandes valeurs on obtient :

$$\psi_Z = \psi_R = \text{arc tg}\ \frac{\omega k_1 (n_1^2 R_2 + n_2^2 R_1)}{R_1 R_2}.$$

Dans l'hypothèse $k_1 = \text{const.}$ il résulte $\psi_Z < \pi/2$ et par conséquent $\delta > 0$ et d'autant plus grand que le produit $R_1 R_2$ est plus grand.

C'est ainsi que pour un MM avec $R_1 = 26{,}5\ \Omega$, $R_2 = 40{,}5\ \Omega$, il résulte, tous calculs effectués,

$$\psi_Z = \psi_R = 85°.$$

Pour $R_1 = 125{,}5\ \Omega$, $R_2 = 190{,}5\ \Omega$, on obtient :

$$\psi_Z = \psi_R = 64°.$$

Ces deux situations sont confirmées par les essais effectués.

Quant à la manière de variation de la valeur et de la phase de la t. é. m. de sortie, l'augmentation des valeurs des résistances actives ne conduit pas à des modifications sensibles.

4. Conclusions

a) La grandeur de sortie et la sensibilité du MM en tant qu'élément de mesure de la phase peuvent être augmentées par le choix du nombre de spires de l'enroulement de sortie et de la t. m. m. F_c ; ces grandeurs doivent être admises à l'élaboration des projéts d'autant plus grandes que l'on désire une sensibilité plus élevée. Pour un MM donné, la sensibilité ne peut pas être modifiée par cette voie que dans une mesure réduite (le conducteur de l'enroulement n_c est dimensionné pour un certain courant imposé par la t.m.m. F_c pendant l'élaboration du projét).

b) Le moyen le plus commode d'augmenter la grandeur de sortie et la sensibilité du MM en tant qu'élément de mesure de la phase est de faire augmenter les tensions d'alimentation des enroulements de travail. Par cette voie on fait croître les courants dans les enroulements de travail et l'on arrive à une situation qu'on ne désire pas ; en confectionnant ces enroulements avec un conducteur à grande résistivité ou bien, pour un MM donné, en connectant des résistances actives supplémentaires, on peut limiter les valeurs des courants pour n'importe quelle tension d'alimentation.

c) L'augmentation des résistances actives des enroulements de travail dans le but mentionné ci-dessus ne modifie pas la loi de variation du module de la tension de sortie (dans les mêmes conditions que pour la constante m_R) ; au contraire, une augmentation du déphasage initial δ (pour $\alpha = 0$) se produit (fig. 8, courbes *3*, *4*) par rapport au cas où le MM fonctionne avec des résistances actives ayant de petites valeurs (fig. 8, courbe *1*).

Notations

ω — **pulsations des tensions** U_1 **et** U_2,
n_e — **nombre des spires de l'enroulement de sortie (fig. 1),**
F_c — **t. m. m. continue,**

k_1, k_3 — constantes de l'expression analytique d'approximation de la courbe d'aimantation [1], [2],

U_1, U_2 — tensions alternatives (valeurs efficaces),

n_1, n_2 — nombre de spires des enroulements de travail, alimentées par les tensions U_1, U_2,

$\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$ — impédances des enroulements n_1, n_2,

X_1, X_2 — réactances totales des enroulements n_1, n_2,

R_1, R_2 — résistances totales des enroulements n_1, n_2,

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1 = Z_1 e^{j\psi_1}, \qquad \underline{Z}_2 = R_2 + jX_2 = Z_2 e^{j\psi_2}.$$

Reçue le 24 février 1972

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Utilisations éléctriques
et d'Automations

BIBLIOGRAPHIE

1. Bejan I., Balaban G., *Der als statisches Phasen Messungselement benützte magnetische Modulator mit Ausgang bei doppelter Frequenz.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XVI (XX), *1—2*, s. III (1970).
2. Bejan I., Balaban G., *Cercetări privind funcţionarea modulatorului magnetic ca element static de măsură a fazei.* Automatica şi electronica, 15, *4* (1971).
3. Розенблат М. М., *Магнитные усилители.* Т. II, Изд. Сов. Радио, М., 1960.
4. Bejan I., Balaban G., Voicu M., *Study of the Second-harmonic Type Magnetic Modulator Used as a Static Element in Measuring the Phase Difference between Current and Voltage.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XVII (XXI), *3—4*, s. III (1971).
5. Bejan I., Balaban G., Voicu M., *The Possibility of Using the Second-harmonic Type Magnetic Modulator as Directional Relays and Transmitters of Active and Reactive Power.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XVIII (XXII), *1—2*, s. III (1972).

POSIBILITĂŢI DE CREŞTERE A MĂRIMII DE IEŞIRE ŞI A SENSIBILITĂŢII MODULATORULUI MAGNETIC CU IEŞIRE LA FRECVENŢĂ DUBLĂ, FOLOSIT CA ELEMENT DE MĂSURĂ A FAZEI

(Rezumat)

Pe baza unor lucrări anterioare [1], [2], se studiază posibilităţile de creştere a mărimii de ieşire şi a sensibilităţii modulatorului magnetic (MM) cu ieşire la frecvenţă dublă, folosit ca element de măsură a fazei. Relaţiile (11) şi (12) şi încercările experimentale au arătat că mijlocul cel mai comod de creştere a mărimii de ieşire şi a sensibilităţii MM este acela de a mări tensiunile de alimentare ale înfăşurărilor de lucru. Pentru limitarea curenţilor din aceste înfăşurări se introduc rezistenţe suplimentare sau se confecţionează aceste înfăşurări din conductor cu rezistivitate mare. S-a determinat influenţa introducerii rezistenţelor suplimentare asupra modului de variaţie a t. e. m. de ieşire (fig. 8).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.3.078 ; 621.316.718.5

UNELE ASPECTE PRIVIND REGLAREA AUTOMATĂ A RAPORTULUI VITEZELOR*)

DE

LEOPOLD SEBASTIAN, IOSIF OLÁH, CORNELIU BOȚAN
și TEOHARI GANCIU

1. Introducere

Obiectul lucrării de față îl constituie studiul unor sisteme de reglare automată a raportului turațiilor a doi sau mai mulți arbori.

Problema menținerii unui raport între turațiile a doi arbori la o valoare constantă, cu posibilitatea modificării acestui raport după dorință în limite destul de largi, se pune foarte des în industria hîrtiei, textilă, a cauciucului și materialelor plastice, în industria de prelucrare a oțelului și metalelor neferoase, la tratamente termice ale diferitelor sîrme și benzi etc.

Lucrarea de față face parte dintr-un studiu mai amplu în care se urmărește să se găsească cele mai sigure și mai precise sisteme automate de reglare a raportului vitezelor. Pînă în prezent s-au realizat și experimentat două din sistemele de acest fel, dintre care unul neîntîlnit încă de autori în literatura de specialitate.

2. Dispozitivul experimental

Schema instalației studiate este prezentată în fig. 1.

La această instalație se pune problema ca între viteza unghiulară ω_2 a motorului reglat M_{reg} (de curent continuu) și viteza unghiulară ω_{ref} a motorului asincron de referință M_{ref} să se mențină un raport constant, care se stabilește cu ajutorul variatorului de viteză *2*. Aceasta se realizează

*) Prezentată la sesiunea științifică a Institutului politehnic din Iași, 2—4 iulie 1970.

de fapt prin reglarea corespunzătoare a vitezei motorului M_{reg} (funcție de viteza motorului M_{ref}) și anume cu ajutorul reostatului P acționat prin intermediul reductorului T_3 de către selsinul diferențial SD. Acesta, împreună cu selsinele monofazate SE_1 și SE_2, care funcționează în regim de transformator și care sînt cuplate respectiv de motoarele M_{ref} și M_{reg} prin reductoarele T_1 și T_2, formează schema de elaborare a abaterii raportului celor două viteze ω_{ref} și ω_2 de la valoarea impusă.

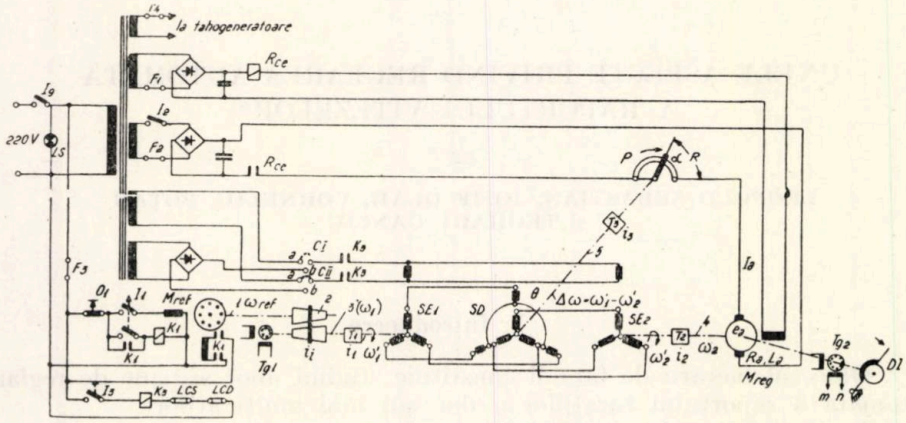


Fig. 1. — Schema electrică a sistemului de reglare automată a raportului vitezelor motoarelor M_{ref} și M_{reg}.

Cît timp motoarele M_{ref} și M_{reg} funcționează în regim staționar, selsinele SE_1 și SE_2 se rotesc cu viteze egale $\omega_1' = \omega_2' = \text{const}$. Ca atare, între viteza ω_{ref} a arborelui de referință *1* și viteza ω_2 a arborelui comandat *4* există un raport constant, determinat de rapoartele de transmisie i_1 și i_2 ale transmisiilor T_1 și T_2 și de raportul de transmisie i_i al variatorului de viteză *2*.

În această situație rotorul selsinului diferențial este imobil ($\Delta\omega = \omega_1' - \omega_2' = 0$) și deci cursorul reostatului P ocupă o anumită poziție, care determină viteza ω_2 a motorului reglat. La modificarea, dintr-o cauză oarecare, a vitezei ω_2 a motorului reglat, selsinul SE_2 se va roti cu o altă viteză, diferită de cea a selsinului SE_1; ca urmare și rotorul selsinului diferențial se va roti cu viteza $\Delta\omega \neq 0$, ceea ce va avea drept efect deplasarea cu un unghi α a cursorului reostatului P, deci modificarea turației motorului reglat pînă cînd raportul turațiilor va reveni la valoarea inițială.

Cea de a doua schemă realizată derivă de fapt din prima și a rezultat ca urmare a observației că mașina SD poate lucra și ca motor asincron cu dublă alimentare. Montajul nu diferă de primul, deosebirile fiind numai în privința excitării mașinilor SE_1 și SE_2.

Această variantă se obține prin schimbarea cheilor C_1 și C_2 din poziția a în poziția b și modificarea rapoartelor transmisiilor T_1 și T_2 (de la 1/5 la 2). În această situație mașinile SE_1 și SE_2 fiind excitate în curent continuu funcționează ca generatoare sincrone debitînd pe mașina SD care funcționează ca motor asincron cu dublă alimentare. Conexiunile respective se realizează astfel încît cele două cîmpuri învîrtitoare, produse de statorul și rotorul selsinului diferențial, să aibă același sens. În acest caz, dacă mașinile SE_1 și SE_2 se rotesc sincron, cele două cîmpuri învîrtitoare din mașina SD se rotesc sincron și ele iar rotorul ei rămîne imobil asigurînd motorului M_{reg} viteza necesară ω_2 și deci raportul impus. La modificarea uneia dintre vitezele ω_{ref} sau ω_2, se modifică viteza cîmpului învîrtitor respectiv față de înfășurarea ce-l produce. Între cele două cîmpuri apare un decalaj θ și deci un cuplu (ca la orice mașină sincronă) care rotește rotorul SD. Evident acest cuplu intervine pînă cînd $\omega_2 = \omega_{ref}$.

3. Schemele bloc

Pentru studiul teoretic al acestor sisteme automate este necesară stabilirea schemei bloc a acestora și a ecuațiilor ce descriu funcționarea fiecărui bloc în parte.

În vederea stabilirii schemei bloc a sistemului din fig. 1, se pleacă de la ecuațiile de funcționare ale elementelor componente.

Se observă, din cele arătate mai sus, că mărimea de acționare este abaterea de viteză

$$\Delta\omega(t) = \omega_1'(t) - \omega_2'(t) = \frac{\omega_1}{i_1} - \frac{\omega_2}{i_2}.$$

Cum $i_1 = i_2 = i$, $\omega_1 = \omega_{ref}/i_i$ și $\omega_{ref}/\omega_2 = i_r$, se ajunge în final la relația

$$\Delta\omega(t) = \frac{\omega_2(t)}{i\, i_i}(i_r - i_i) = \frac{\omega_2(t)}{i\, i_i}\Delta i. \tag{1}$$

Din această relație se observă că mărimea de acționare este nulă numai atunci cînd abaterea $\Delta i = i_r - i_i$, dintre valoarea reală și cea impusă a raportului vitezelor, este nulă și ea schimbă de semn odată cu schimbarea semnului lui Δi.

Mărimea de acționare $\Delta\omega(t)$ determină valoarea cuplului creat de selsinul diferențial. Acest cuplu, după cum este cunoscut, se poate aproxima printr-o relație de forma:

$$m_{SD}(t) = M_{max}\left[\int \omega_1'(t)\,dt - \int \omega_2'(t)\,dt\right] - M_{max}\,\theta(t), \tag{2}$$

unde $\theta(t)$ este unghiul de deplasare al rotorului SD.

Scriind ecuaţia de echilibru a cuplurilor la arborele SD se obţine :

$$m_{SD}(t) = J_1 \frac{d^2\theta(t)}{dt^2} + k_{fv1} \frac{d\theta(t)}{dt} + m_{s1}, \tag{3}$$

în care J_1, k_{fv1} şi m_{s1} reprezintă momentul de inerţie total, coeficientul de frecare vîscoasă şi respectiv cuplul static, toate reduse la arborele selsinului diferenţial.

Din aceste ultime două relaţii, prin aplicarea transformatei directe Laplace, după cîteva operaţii simplu rezultă :

$$\theta(s) = \frac{1}{s(J_1 s + k_{fv1})} \left\{ \frac{M_{max}}{s} [\Omega_1'(s) - \Omega_2'(s)] - M_{max}\, \theta(s) - M_{s1}(s) \right\}. \tag{4}$$

Pentru motorul de curent continuu excitat separat se pot scrie următoarele relaţii :

$$L_a \frac{di_a}{dt} = u - Ri_a - R_a i_a - C_e \omega_2, \tag{5}$$

$$m = C_m i_a, \tag{6}$$

$$m = J_2 \frac{d\omega_2}{dt} + k_{fv2}\, \omega_2 + m_{s2}, \tag{7}$$

în care u este tensiunea de alimentare a circuitului indusului, R_a, L_a — rezistenţa, respectiv inductanţa înfăşurării rotorice, i_a, m — curentul, respectiv cuplul motorului, J_2, k_{fv2}, m_{s2} — momentul de inerţie, coeficientul de frecare vîscoasă şi cuplul static, reduse la arborele motorului.

Aplicînd ultimelor două relaţii transformarea directă Laplace se obţine :

$$\frac{M(s)}{I_a(s)} = C_m, \tag{8}$$

$$\Omega_2(s) = \frac{M(s) - M_{s2}(s)}{J_2 s + k_{fv2}}. \tag{9}$$

Pentru întocmirea schemei bloc mai trebuie luate în consideraţie şi următoarele blocuri :

a) blocul transmisiei mecanice de la arborele de referinţă la arborele selsinului SE_1, avînd funcţia de transfer

$$Y(s) = \frac{\Omega_1'(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{1}{i_1 i_t} = k_1 ; \tag{10}$$

b) blocul care traduce deplasarea unghiulară a rotorului SD, deci a cursorului reostatului P, în variaţia de rezistenţă R, avînd funcţia de transfer :

$$Y(s) = \frac{R(s)}{\theta(s)} = k_2 ; \tag{11}$$

c) blocul transmisiei mecanice T_2 dintre arborele motorului reglat și arborele selsinului SE_2, avînd funcția de transfer:

$$Y(s) = \frac{\Omega_2'(s)}{\Omega_2(s)} = k_3. \tag{12}$$

Pe baza relațiilor (4)...(12) se poate întocmi schema bloc, care este reprezentată în fig. 2.

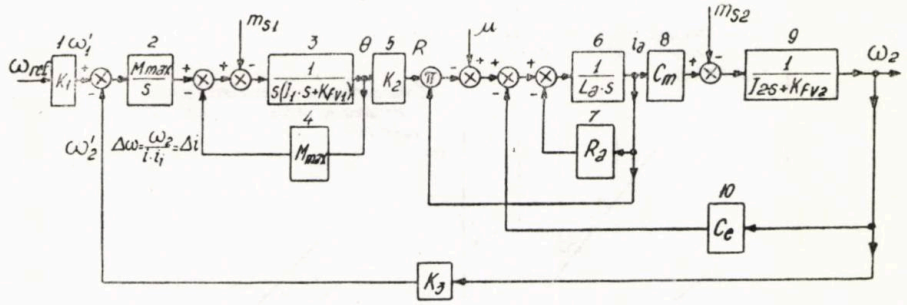


Fig. 2. — Schema bloc a sistemului.

După cum se observă atît din relația (5) cît și din schema bloc, sistemul este neliniar din cauza operației de înmulțire ce se efectuează între mărimile variabile R și i_a. Acest aspect complică în mod evident studiul sistemului. Regimul dinamic poate fi studiat cu ușurință numai prin modelare pe un calculator analogic. În acest caz schema trebuie modificată pînă la obținerea unei alte scheme în care nu apar decît blocuri proporționale și pur integratoare (fig. 3).

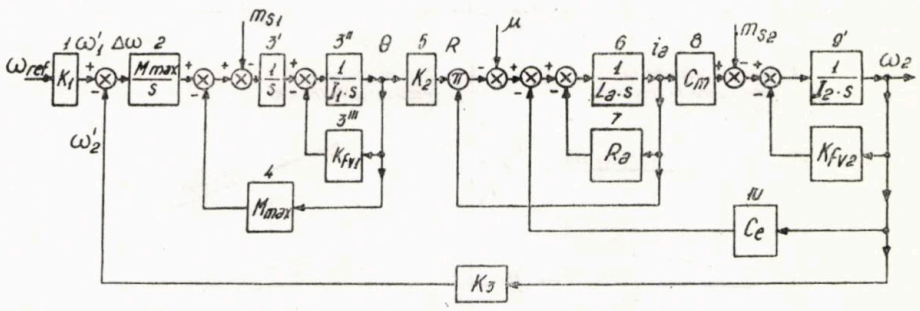


Fig. 3. — Schema bloc a sistemului conținînd numai blocuri cu acțiune proporțională și integrală.

Dacă instalația funcționează în cea de a doua variantă, cu mașinile SE_1 și SE_2 ca generatoare sincrone și cu mașina SD ca motor asincron cu dublă alimentare, schemele din fig. 2 și 3 rămîn aceleași cu observația că cuplul M_{max} care apare în blocul 2 al fiecărei scheme are o altă valoare.

În legătură cu rapoartele de transmisie i_1 și i_2 s-a arătat că valorile lor au fost alese, în primul caz, 1/5 și în al doilea caz, 2. A fost necesar să se facă o astfel de alegere întrucît, așa cum se știe, selsinele în regim de transformator funcționează cu atît mai corect cu cît viteza lor de rotație este mai redusă.

Dimpotrivă, în cazul cînd SE_1 și SE_2 funcționează ca generatoare sincrone este necesar ca acestea să fie rotite cu viteză mare pentru ca mașina SD să dezvolte un cuplu suficient de mare.

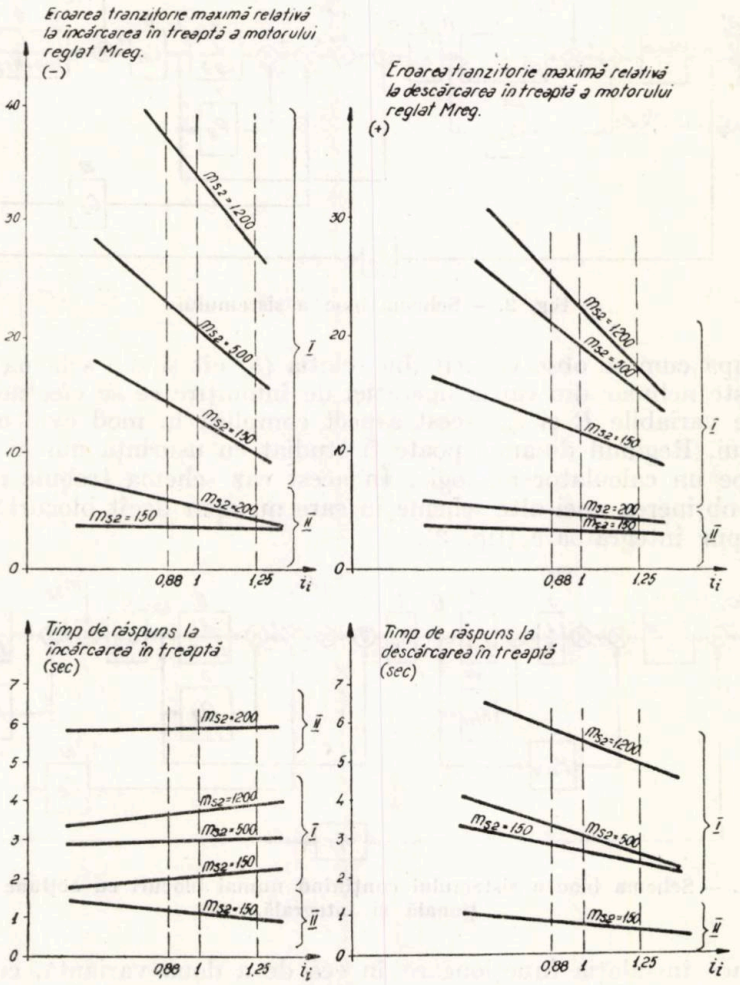
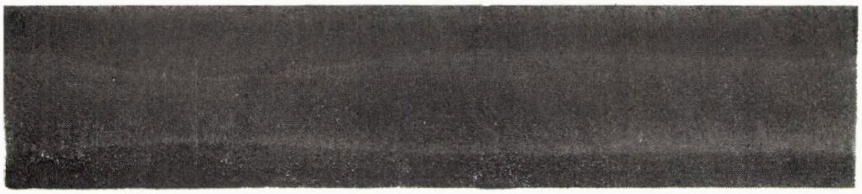
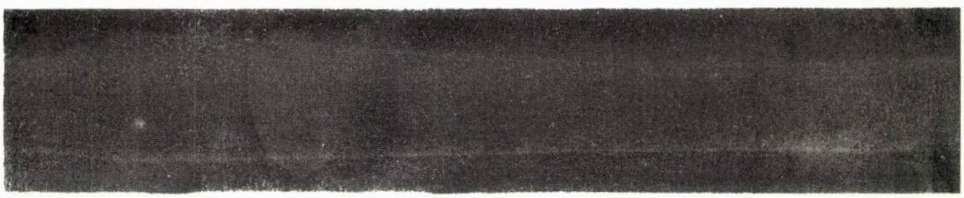


Fig. 6. — Graficele erorii tranzitorii maxime relative și a timpurilor de răspuns în cazurile: *I* — SE_1, SE_2 — selsine monofazate și SD selsin diferențial; *II* — SE_1, SE_2 — generatoare sincrone și SD mașină asincronă cu dublă alimentare.

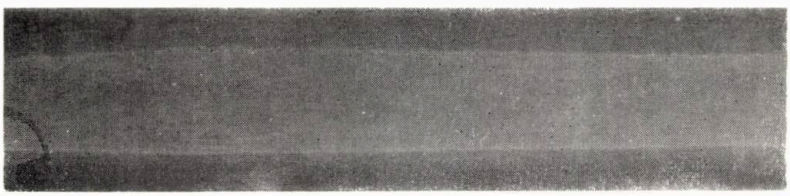
$m_{S2} = 150$ gcm



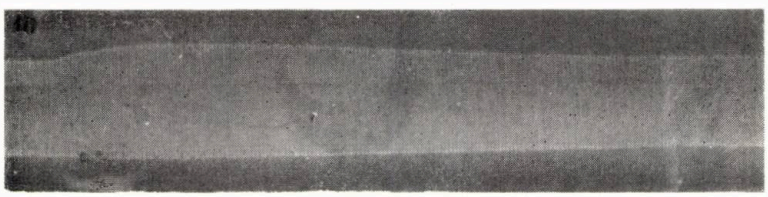
$m_{S2} = 500$ gcm



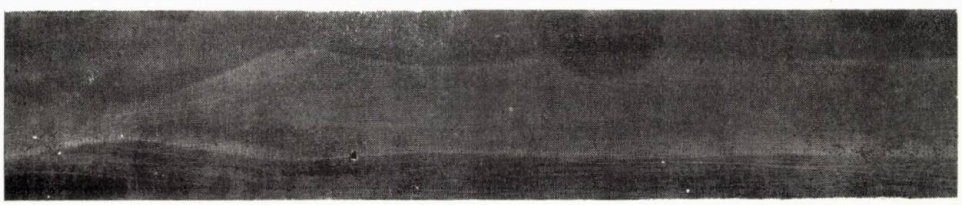
$m_{S2} = 1200$ gcm *a*



$m_{S2} = 150$ gcm

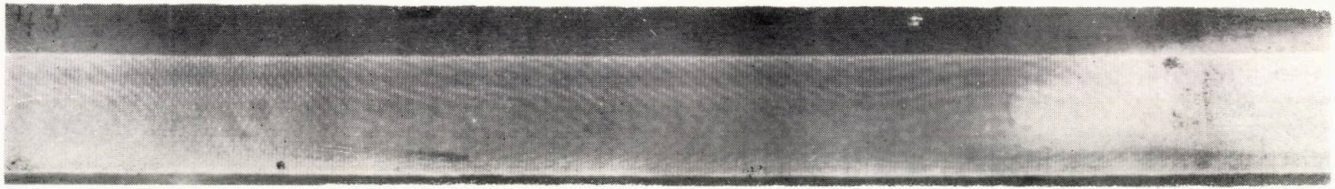


$m_{S2} = 500$ gcm

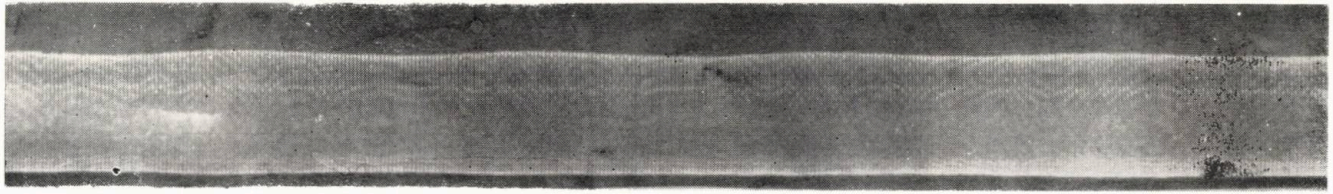


$m_{S2} = 1200$ gcm *b*

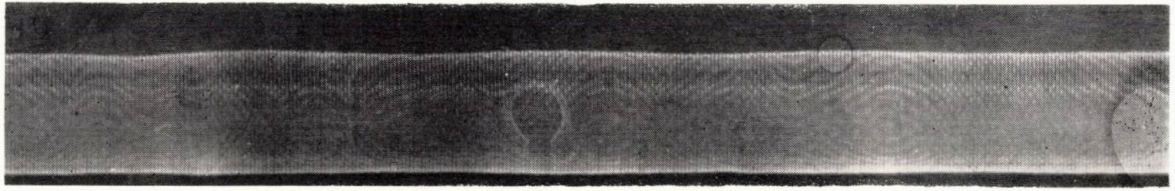
Fig. 4. — *a* — Variația vitezei motorului M_{reg} la creșterea în treaptă a cuplului său de sarcină pentru schema cu *SD* ca selsin diferențial; *b* — variația vitezei motorului M_{reg} în cazul cînd cuplul său de sarcină scade în treaptă la zero, pentru schema cu *SD* ca selsin diferențial.



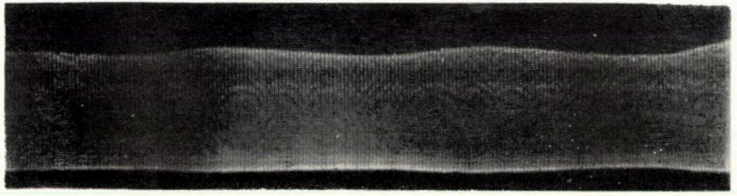
$m_{S2} = 50$ gcm



$m_{S2} = 150$ gcm



$m_{S2} = 200$ gcm



$m_{S2} = 500$ gcm

Fig. 5. — Variația vitezei motorului M_{reg} la o creștere în treaptă a cuplului său de sarcină în cazul schemei cu SE_1 și SE_2 ca mașini sincrone și SD ca mașină asincronă cu dublă alimentare.

4. Încercări experimentale

Pentru a se compara funcționarea celor două scheme s-au efectuat o serie de încercări experimentale pe instalația realizată în laborator, pe baza cărora s-au dedus performanțele lor. În acest scop s-au comparat abaterile maxime relative ce apar la încărcarea și respectiv descărcarea motorului reglat, precum și timpii de răspuns ai sistemului. Încercările s-au efectuat pentru trei valori ale raportului de transmisie i_t al variatorului de viteză : 1,25 ; 1 și 0,88.

Răspunsurile sistemului la o variație în treaptă a perturbației de sarcină sînt redate în fig. 4, pentru prima schemă și în fig. 5 pentru schema a doua.

Pentru a putea compara performanțele celor două sisteme au fost trasate curbele erorii tranzitorii maxime relative și timpurile de răspuns în funcție de raportul de transmisie i_t, pentru diverse cupluri de sarcină (fig. 6). Aceste curbe au putut fi trasate pe baza a numeroase încercări experimentale, dintre care cele mai caracteristice au fost reprezentate în fig. 4 și 5.

5. Concluzii

Din încercările experimentale și curbele trasate se pot trage următoarele concluzii :

1° În regim staționar ambele sisteme asigură raportul impus pentru valori ale perturbației de sarcină în limitele (0...1,2) M_n, cu alte cuvinte sistemele sînt astatice.

2° În regim tranzitoriu se observă că performanțele celor două sisteme diferă și nu sînt dintre cele mai bune. Anume, timpurile de răspuns în primul caz, la încărcarea în treaptă a motorului M_{reg}, oscilează între 2 și 4 sec, iar în cel de al doilea caz între 6 și 8 sec, datorită apariției unor oscilații slab amortizate. Aceste performanțe ar putea fi îmbunătățite prin introducerea unui amortizor corespunzător.

3° În ceea ce privește eroarea tranzitorie maximă se constată că la cupluri de sarcină mici aceasta este mai mică pentru schema a doua față de cea din cazul primei variante. La sarcini mari, însă, datorită oscilațiilor instabile care apar, abaterile cresc continuu în cazul schemei a doua, aceasta ieșind din funcție datorită limitatoarelor de cursă.

Concluzia finală care se poate desprinde din acest studiu este că ambele sisteme sînt satisfăcătoare în privința regimului staționar, iar în privința regimului dinamic, la cupluri mici schema a doua este mai bună introducînd erori tranzitorii maxime și avînd timpuri de răspuns mai mici. La cupluri mari este mai avantajoasă prima variantă deoarece la a doua variantă se obțin răspunsuri slab amortizate sau chiar oscilații amplificate care scot sistemul din funcție.

Primită la 2 septembrie 1971

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de utilizări și automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. André E., *Sur le réglage des machines à papier à grande vitesse.* Revue Brown Boveri, *11* (1957).
2. Johansen L., *South America's most Modern Newsprint Machine Driven by ASEA Equipment.* ASEA Journal, *8* (1964).
3. Kunz H. R., *Programmsteuerungen für Walzwerke.* Brown Boveri Mitt., *7* (1964).
4. Schellenberg H., *Neuer Antrieb für ein 300-mt—Umkehrwalzwerk im Rombas (Frankreich).* Brown Boveri Mitt., 7 (1964).
5. Reibring G., *Thyristor Static Converters in Rolling Mills.* ASEA Journal, *12* (1964).
6. Kain P., *Control of Strip Tension in Cold Strip Rolling Mills.* ASEA Journal, *8* (1964).
7. Sebastian L., *Utilajul electromecanic al întreprinderilor industriale.* EDP, Buc., 1965.

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ В СВЯЗИ С АВТОМАТИЧЕСКИМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ ОТНОШЕНИЯ СКОРОСТЕЙ

(Резюме)

В статье дается электрическая схема для автоматического регулирования отношения угловых скоростей двух валов. Схема может работать в двух вариантах : а) в первом случае SE_1 и SE_2 — однофазные сельсины работающие в трансформаторном режиме, а SD — дифференциальный сельсин; б) во втором варианте SE_1 и SE_2 — трехфазные синхронные машины (генераторы), а SD — асинхронная машина двойного питания у которой магнитные поля вращаются в тоже направление по отношению к соответствующим обмоткам. Система будучи нелиейной в обоих вариантах, анализ качеств производится на основе экспериментальных данных. Следует что в стационарном режиме оба варианта работают удовлетворительно, в то время как в динамическом режиме первый вариант лучше второго.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XVIII (XXII), fasc. 3—4, 1972
Secția III
ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 621.317.39

ÜBER EINES NEUEN ELEKTRONISCHEN GEBERS FUR MECHANISCHE GROSSEN

VON

PAUL MATEI

1. Einführung

Die verbreitete Anwendung der elektrischen und elektronischen Messvorgänge für verschiedene mechanische Grössen, wobei Geber verwendet werden, hängt teilweise von den Vorteilen die bei dem eigentlichen Messvorgang vorkommen ab, sowie von der Leichtigkeit mit welcher dèr überwachte Vorgang in ein automatisches Kontrollschema eingeschlossen werden kann.

Die Eintrittsgeber für mechanische Grössen (Verschiebungen und Verformungen, Kräfte, Niveaus, Drücke, Durchflussmessungen, Drehzahlen usw.) werden zur Zeit auf sehr verschiedenen Grundlagen hergestellt, wobei die verwendetsten die induktiven, kapazitiven, tensometrischen, photoelektrischen, piesoelektrischen usw. Typs sind.

In vorliegender Arbeit wird das Prinzip und der Aufbau sowie einige praktische Ergebnisse, betreffs des Versuches zweier prinzipiell neuer Geber, für Drehzahlen und für Drücke gezeigt, deren Funktion auf der Ablenkung eines Elektronenbündels beruht, welches sich in einem elektrischen und magnetischen Feld, die gleichzeitig bestehen, fortpflanzt.

Die Veränderung der primären mechanischen Grösse führt zur Änderung des magnetischen Feldes, sowie auch der Kraft, welche die Ablenkung des Elektronenbüschels hervorruft.

2. Theoretische Grundlagen

Die elektromagnetische Kraft, die sich auf ein sich in Bewegung befindendes Elektron ausübt, welches sich in einem elektrischen und magnetischen Feld bewegt, die gleichzeitig bestehen, ist durch folgende Gleichung gegeben :

$$\mathbf{F} = q[\mathbf{E} + (\mathbf{v} \times \mathbf{B})]. \tag{1}$$

Die Richtung der Kraft folgt aus der Summe des elektrischen Feldes **E** mit den vektoriellen Produkt $\mathbf{v} \times \mathbf{B}$ (Abb. 1). Falls **E**, **v** und **B** die gleiche Richtung haben, bewegt sich das Elektron geradlienig und gleichförmig beschleunigt unter dem Einfluss des elektrischen Feldes (das magnetische Feld **B** wird keine Kraft ausüben).

Die Bewegung der Elektronen laut Gleichung (1) wird in der Praxis im Falles der Magnetrone angetroffen, wobei der von der Kathode ausgesandte Elektronenstrahl durch das Feld **E** der Anode beschleunigt wird und gleichzeitig von der geradlienigen Bahn durch das magnetische Feld **B** abgelenkt wird.

In den Magnetronen ist es üblich die Bahn des Elektrons zu verändern. Dieses geschieht durch die Veränderung der elektrischen Feldstärke als auch durch die Veränderung der magnetischen Feldstärke, wobei ihre Richtungen gleich bleiben.

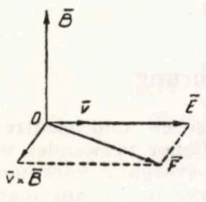


Abb. 1

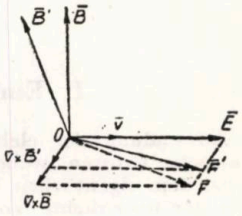


Abb. 2

Im Falle der vorliegenden Geber wird der Elektronenstrahl nur durch die Veränderung der Richtung des Vektors **B** erhalten. In diesem Falle (Abb. 2) erhält man die im Modul kleineres Produkt $\mathbf{v} \times \mathbf{B}$ und als Folge auch eine kleinere Kraft **F**. Im Grenzfalle, wenn **B** und **E** kolinear sind, erhält man eine mit Null gleiche Kraft, wobei das Bündel in einer geradlienigen Bahn verbleibt.

3. Aufbau

Es wurden zwei Geber hergestellt, einer für die Messung der Drehzahlen und ein anderer für die Messung der Drücke, die wie folgt aufgebaut sind.

Der tachometrische Geber besteht aus einer Röhre des Typs doppelte Diode—Triode *1* (es wurde die Röhre 6 BC-32 der Herstellung „Tesla" verwendet), wobei die Dioden planparalelle Platten sind die sich am Ende der Röhre befinden und die Triode (Abb. 3). Die Röhre wurde so aufgestellt so dass die Dioden sich im Felde zweier Dauermagneten *2*, *3* aus Ferrit und mit profillierten Polen nach der Form der Röhre befinden. In Zwischen-

raum dreht sich eine ferromagnetische Armatur *4*, die steif mit der Welle *5* verbunden ist, wobei die letztere die mechanische Verbindung mit dem Bauteil dessen Drehzahl gemessen werden soll herstellt.

Die periodische Einführung der Armatur in den Luftspalt führt vor Veränderung der Richtung des Vektors **B** in der Nähe der Platten der Dioden. Somit ändert sich der anodische Strom der Dioden wobei sich die Spannung des Kraftwiderstandes aus dem Stromkreis der Diodenplatten herabsetzt.

Dieser Abfall der Spannung ist das eigentliche Signal, das durch ein Verstärkerschema mit Gleichstrom (oder mit Wechselstrom) durch die Triode der gleichen Röhre verstärkt wird (Abb. 4).

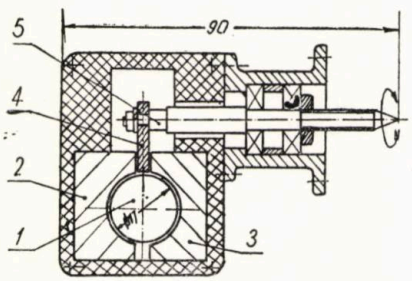


Abb. 3

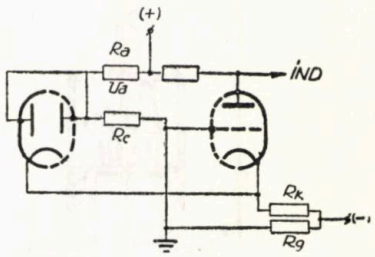


Abb. 4

Somit ist die erhaltene Konstruktion auch ein Transmitter für Fernübertargung der Signale, da die Ausgangsamplitude genügend gross ist.

Der Druckgeber und Übertrager, der auf dem gleichen Prinzip beruht (Abb. 5), ist sehr ähnlich ; der Eingang der ferromagnetischen Armatur *4* wird aber durch eine frontale Verschiebung gemacht, wobei dessen Bewegung durch das mechanische Element *5* (Druckfühler) erreicht wird (Balg, Membrane, Bourdonröhre usw).

Es wird das System, dass aus den zwei planparalellen Platten und der Kathode zusammengesetzt ist, und welches dem magnetischen Feld ausgesetzt ist, betrachtet (Abb. 6). Laut der Theorie der Magnetrone [1] bewegen sich die von der Kathode ausgesandten Elektronen auf einer Zykloide, mit folgender Gleichung :

$$x = v_k t - \rho \sin \omega t, \qquad y = \rho - \rho \cos \omega t, \tag{2}$$

worin : $v_k = 10^8 E/B$, [cm/s] — die Geschwindigkeit des Mittelpunktes des Erzeugungskreises ;

$$\rho = \frac{\sqrt{(v_{0x} - E/B)^2 + v_{0y}}}{\omega}$$

— der Halbmesser des Erzeugungskreises ; v_{0x} und v_{0y} — die Komponenten der Ausgangsgeschwindigkeit der Elektronen aus der Kathode ; $\omega =$

$= Bq/10m = 0{,}177\ B.\ 10^8$, [1/s] — Pulsation ; q — elektrische Ladung des Elektrons ; m — Masse des Elektrons ; E — elektrische Feldstärke, [V/m] ; B — magnetische Induktivität, [G].

Die Ausschaltung der Zeit aus der Gleichung (2) führt zur folgenden Formel :

$$x = r \arccos \frac{r - y}{\rho} \pm \sqrt{(2r - y)y - r^2 - \rho^2}, \tag{3}$$

welche es ermöglicht den Abstand c, mit welchem das Stahlenbüschel von der Plattenkante abweicht ($y = d$) festzustellen.

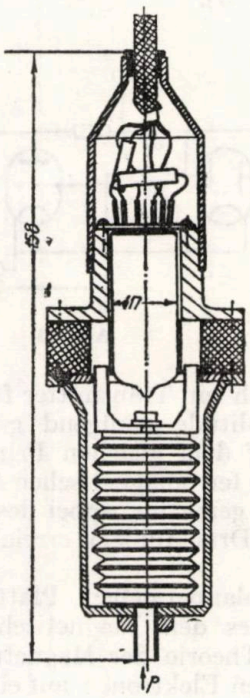


Abb. 5

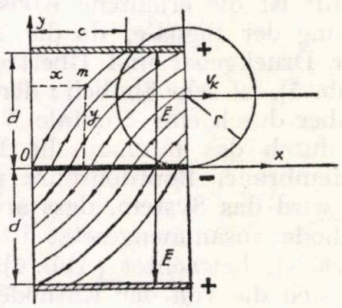


Abb. 6

Daraus folgt :

$$x = c = \frac{E}{0{,}177\ B^2} \arccos \left[\frac{E/B - d}{\dfrac{\sqrt{(v_{0x} - E/B)^2 + v_{0y}^2}}{0{,}177\ B}} \right] \pm \tag{4}$$

$$\pm \sqrt{\left(2 \frac{E}{0{,}177\ B^2} - \ldots \right) d - \frac{E^2}{(0{,}177 B^2)^2} + \frac{(v_{0x} - E/B)^2 + v_{0y}^2}{0{,}177\ B}},$$

In Falle da $v_{0x} = v_{0y} \approx 0$ erhält man die normale Zykloide ($r = \rho$) und der Abstand wird :

$$(5) \quad x = c = \frac{E}{0{,}177\ B^2} \arccos\left[\left(\frac{E/B - d}{E/B}\right) 0{,}177\ B\right] \pm \sqrt{\left(2\,\frac{E}{0{,}177\ B^2} - d\right) d}\,.$$

Wenn die Platten der Dioden einen weiten Abstand von der Kathode haben, oder wenn ihre Oberfläche klein ist sodass das elektrische Feld **E** das gleiche angenommen werden kann (Abb. 7), so können die Beziehungen (4) und (5) eine Grundlage für die Berechnung des Gebers sein. Wenn man mit $\Delta A = bc$ die Oberfläche der Platte bezeichnet, welche nicht von Elektronen getroffen ist, und mit J_a die Stromdichte auf der Platte, dann erhält man die Änderung des Anodenstroms für zwei Platten :

$$(6) \quad \Delta I_a = 2J_a(A - \Delta A)$$

und die Änderung des Spannungabfalles an dem Kraftwiderstand R_a :

$$(7) \quad \Delta U_a = R_a \Delta I_a.$$

Wenn der Abstand zwischen den Platten und der Kathode klein ist, oder wenn deren Fläche gross ist, sodass **E** grossen Änderungen ausgesetzt ist bezüglich der Höhe h (Abb. 7), dann ändert sich die ausgewirkte Kraft auf das Strahlenbüschel ebenfalls gleichzeitig mit der Höhe h, und somit auch die Ablenkungen.

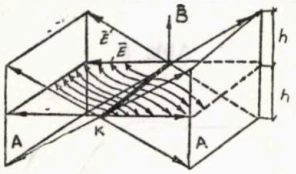


Abb. 7

4. Praktische Versuche

Mit dem tachometrischen Geber, der nach den Schaltbildern Abb. 3 und Abb. 4 ausgeführt wurde, wurden folgende Proben gemacht.

Es wurde die Charakteristik der Anode der Doppeldiode (Abb. 8) für $B = 0$ (Kurve *1*), für den Zustand wenn die Armatur aus dem Luftspalt herausgezogen wurde (Kurve *2*) mit der komplett eingeführten Armatur (Kurve *3*) ausgezogen.

Gleichfalls wurde die Charakteristik $U_e = f(\varphi)$ für das Ausganssignal als Funktion des Drehwinkels der Armatur, für zwei Armaturen mit dem Öffnungswinkel von 180°, bzw. für 45° gezogen. (Abb. 9, Kurven *1* und *2*).

Die Ausgansspannung wurde mit einem elektronischen Voltmeter gemessen und der Öffnungswinkel mit Hilfe eines Noniusses, der an die Welle des Gebers angeschlossen war.

Der Geber wurde im dynamischen Bereich versucht; als Anzeigeinstrument wurde ein Oszillator verwendet.

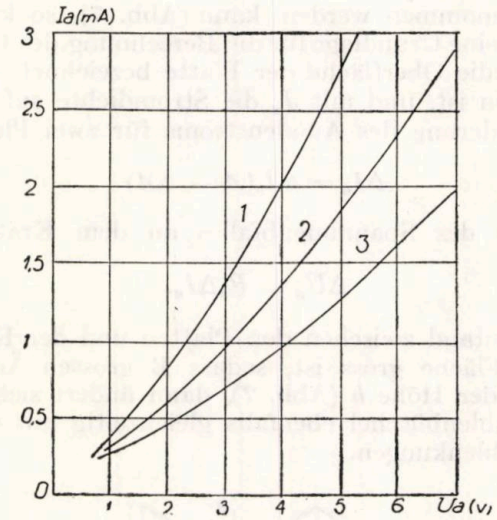


Abb. 8

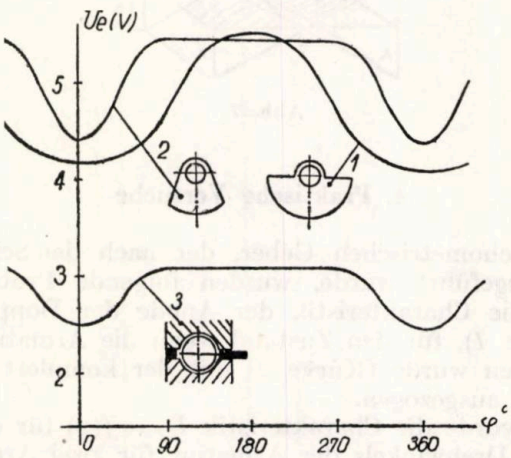


Abb. 9

Die Analyse der Ergebnisse zeigt dass die maximale Amplitude des Ausgangsimpulses den Wert 1,6 V im Falle des Öffnungswinkels von 180° erreicht. In diesem Fall ist auch die Form des Impulses annehmbarer (Abb. 9, Kurve *1*).

Die Einführung einer Hilfsarmatur, die unbeweglich ist, auf der Gegenseite der beweglichen Armatur, ist ein zweckmässiges Mittel für die Regelung des Gebers. In Abb. 9, Kurve *3*, ist die Ausgangsspannung für einen Geber mit zusätzlicher Armatur dargestellt.

Im Zweck der Untersuchung des Verhaltens des Gebers wurde ein analogisches Modell des Typs **J—B** verwendet, wobei eine Wanne mit Elektrolyt angewandt wurde, die schematisch in der Abb. 10 dargestellt sind. Die Kanten der Dauermagneten und die Armaturen wurden aus Isoliermaterial hergestellt, als Elektrolyt wurde distiliertes Wasser verwendet. Die Versorgung wurde mit Wechelstrom mit einer Frequenz von 2 000 Hz mit Hilfe der Elektroden E_1, E_2 und E_3 bewerkstelligt.

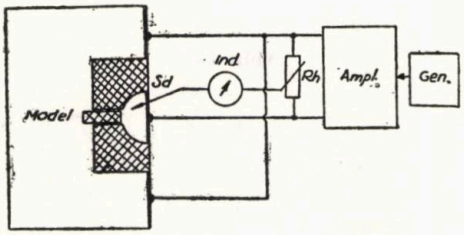


Abb. 10

Es wurden folgende Konditionen eingehalten :

$$\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E}, \qquad \mathbf{B} = \mu\mathbf{H},$$

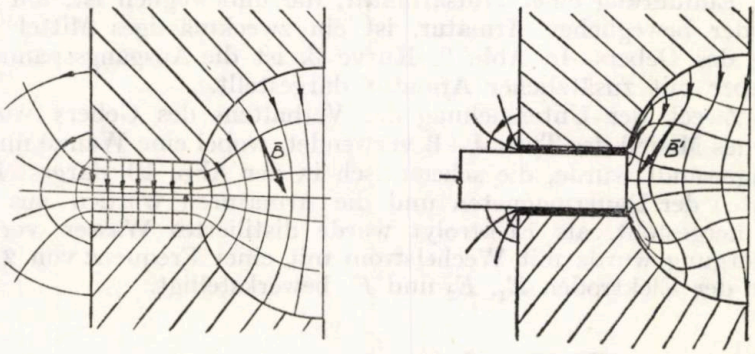
$$\operatorname{div}\mathbf{J} = 0, \qquad \operatorname{div}\mathbf{B} = 0,$$

$$I_{1n} = I_{2n}, \qquad B_{1n} = B_{2n}.$$

In der Abb. 11 kann man die Abänderungen der magnetischen Feldlinien in dem Bereich wo sich die elektronische Röhre befindet bemerken im Falle da die metallische Armatur fehlt (Abb. 11 *a*) und wenn diese in den Luftspalt eingesetzt ist.

Der Druckgeber wurde statisch versucht, wobei man die Änderung des Ausgangssignals als Funktion des Hubes *s* der Armatur bemerken kann (Abb. 12). Der Druckbereich der umfasst werden kann hängt vom Aufbau des Fühlerelementes ab (in diesem Falle von dem des Balges). Die Änderung des Signals ist in diesem Falle grösser da die Armatur in diessem Falle sym-

metrisch an der Frontseite eingeschoben wird, der Hub der Armatur kann Werte von 20...25 mm erreichen. Man kann bemerken dass die Ausgangsspannung linear mit dem Hub varriert.



a *b*

Abb. 11

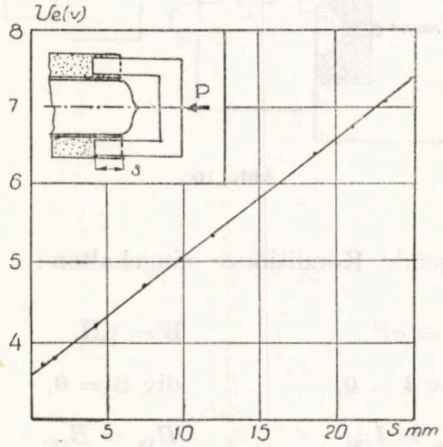


Abb. 12

4. Schlussfolgerungen

Die Arbeit, die praktische Verifizierung der Funktionsprinzips dieses Gebers verfolgt, hebt folgende Vorteile hervor :

1° Das Ausgangssignal hat eine grosse Amplitude, die nicht von der Drehgeschwindigkeit oder von der Verschiebung der Armatur abhängt (im Falle des Gebers für Drücke).

2° Er besitzt keine Trägheit.

3° Er hat kein Reibungsmoment.

4° Der Aufbau ist einfach und billig, da bei seiner Herstellung Serienfabrikate verwendet werden können.

5° Er kann einfach an jedwelches Anzeigeinstrument oder direktes Ableseinstrument angeschlossen werden.

6° Er kann einfach für die Messung anderer mechanischer Grössen angeschlossen werden (Durchflüsse, Differenzdrücke, Niveaus oder als Anzeigegeber).

7° Die Ausgangscharakteristik kann einfach verändert werden mit Hilfe einer Hilfsarmatur, die als Regler dient.

Als Nachteil kann man die Notwendigkeit der Verwendung einer Versorgunsstromquelle von hoher Spannung (für die Anode) und die Tatnache dass er sich bei hohen mechanischen Ansprüchen zerstören kann angeben.

Eingegangen am 16. Februar 1972

Technische Hochschule, Jassy
Lehrstuhl für Hydraulik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Tănăsescu T., *Manual de tuburi şi circuite electronice.* Vol. I, Ed. Acad. R. P. R. Buc., 1957.
2. Turicin A. M., *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice,* (aus dem Russisch übersetzt). Ed. Tehn., Buc., 1957.
3. Pflier P. M., *Elektrische Messung mechanischer Grössen.* Springer Verlag, Berlin — Göttingen — Heidelberg, 1956.

ASUPRA UNUI NOU TRADUCTOR ELECTRONIC PENTRU MĂRIMI MECANICE

(Rezumat)

Se prezintă concepţia, realizarea şi încercarea a două traductoare principial noi, pentru turaţii şi presiuni, a căror funcţionare se bazează pe devierea unui fascicol de electroni în cazul mişcării sale într-un cîmp electric şi unul magnetic care există simultan.

Variaţia mărimii mecanice primare atrage după sine modificarea direcţiei cîmpului magnetic şi forţei care provocă devierea fascicolului de electroni conform relaţiei (1).

Utilizîndu-se tuburi electronice de tip dublă diodă—triodă, în care dioda este folosită ca traductor iar trioda ca amplificator, dispozitivele au fost folosite şi ca transmitere, semnalul de ieşire avînd amplitudine mare.

Printre avantaje se remarcă construcţia simplă, lipsa de inerţie şi de frecări, semnalul de ieşire de amplitudine mare, adaptarea uşoară la instrumente indicatoare de diferite tipuri şi posibilitatea modificării comode a caracteristicii de ieşire şi formei undei.

Nr. coli tipar 14+8 planşe

Tiparul executat sub comanda nr. 331
de Întreprinderea poligrafică Iaşi,
str. V. Alecsandri 6
Republica Socialistă România

1973 JUL 27

40822